

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra elektroniky

Moderní trendy v oblasti SiC polovodičů

Modern Trends in the Field of SiC Semiconductors

2013

Libor Pavlů

Zadání bakalářské práce

Student:

Libor Pavlů

Studijní program:

B2649 Elektrotechnika

Studijní obor:

2602R014 Aplikovaná a komerční elektronika

Téma:

Moderní trendy v oblasti SiC polovodičů
Modern Trends in the Field of SiC Semiconductors

Zásady pro vypracování:

1. Vlastnosti a využití SiC polovodičů.
2. Proveďte průzkum současného stavu SiC polovodičů na trhu.
3. Porovnejte vlastnosti Si a SiC tranzistorů pomocí simulačního modelu.
4. Experimentálním měřením porovnejte vlastnosti Si a SiC tranzistoru.

Seznam doporučené odborné literatury:

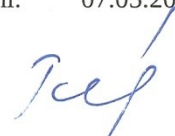
Vondrášek, F.: Výkonová elektronika. Svazek 1. Plzeň: ZČU 2003.
Singh, R., Richmond, J.: SiC Power Schottky Diodes in Power-Factor Correction Circuits, Durham, Cree, Inc., 2006.
Richmond, J.: Hard-Switched Silicon IGBTs? Cut Switching Losses in Half with Silicon Carbide Schottky Diodes, Durham, Cree, Inc., 2006.
Pavelka, J., Čerovský, Z., Lettl, J.: Výkonová elektronika, Praha: skriptum ČVUT 2007.
Černík, M.: Výkonové polovodičové spínače a výkonová elektronika. Liberec: TUL 2008.
Rashid, M. H.: Power Electronics Handbook. Pensacola, Florida 2001.

Formální náležitosti a rozsah bakalářské práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí bakalářské práce: **Ing. Petr Vaculík, Ph.D.**


Datum zadání: 16.11.2012

Datum odevzdání: 07.05.2013



doc. Ing. Petr Palacký, Ph.D.
vedoucí katedry





prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem tuto bakalářskou práci vypracoval samostatně. Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.

V Ostravě dne 7.5. 2013


.....
Vlastnoruční podpis

Poděkování

Tato práce byla vypracována s podporou projektu Nové kreativní týmy v prioritách vědeckého bádání, reg. č. CZ.1.07/2.3.00/30.0055 podpořeného Operačním programem Vzdělávání pro konkurenceschopnost a spolufinancovaného Evropským sociálním fondem a státním rozpočtem České republiky.

Poděkovat bych především chtěl panu Ing. Petru Vaculíkovi, Ph.D. za poskytnuté konzultace při přípravě mé bakalářské práce. Také bych chtěl poděkovat rodičům a celé své rodině za podporu během celého studia.

Abstrakt

Bakalářská práce se zabývá popisem, vlastnostmi krystalové struktury sloučenin karbidu křemíku a jejich rozdíly v krystalové struktuře. Provedením průzkumu trhu je zjištěna dostupnost SiC polovodičů na trhu, kterým se poté věnuji a popisuji jejich konstrukce, vlastnosti, použití. Pro porovnání Si polovodičů s SiC je použito modelování statických charakteristik v simulačních programech. Tyto simulace jsou podpořeny o výsledky praktického měření statických a dynamických charakteristik různých typů tranzistorů na bázi křemíku a karbidu křemíku.

Klíčová slova

Karbid křemíku (SiC), polytypy, SiC Schottkyho diody, SiC tyristor, SiC MOSFET, SiC IGBT

Abstract

This thesis deals with the description, the characteristics of the crystal structures of compounds of silicon carbide and their differences in the crystal structure. Availability of SiC semiconductors was found out by market research. I devote to these SiC semiconductors, and describe their construction, properties, and applications. For comparison Si semiconductor with SiC, modeling of static characteristics in simulation programs is used. These simulations are supported by the results of the practical measurement of static and dynamic characteristics of different types of transistors based on silicon and silicon carbide.

Keywords

Silicon carbide (SiC), polytype, SiC Schottky diodes, SiC Thyristor, SiC MOSFET, SiC IGBT

Seznam zkratk a použitých symbolů

Označení	Název	Základní jednotka
15R-SiC	struktura polytypu SiC (15-počet vrstev,R - trigonální s romboedrickou)	
3C-SiC	struktura polytypu SiC (3-počet vrstev,C - kubická mřížka)	
4H-SiC	struktura polytypu SiC (4-počet vrstev,H - hexagonální mřížka)	
6H-SiC	struktura polytypu SiC (6-počet vrstev,H - hexagonální mřížka)	
GTO	Gate turn-off thyristor	
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor	
JFET	Junction gate field-effect transistor	
PN	Přechod polovodiče PN	
PNP	Přechod polovodiče PNP	
Si	křemík	
SiC	karbid křemíku	
U	napětí	[V]
I	proud	[A]
I_c	proud na kolektoru	[A]
I_d	proud na drainu	[A]
R_g	odpor gatu(brány)	[Ω]
t	čas	[s]
$t_{(on)}$	čas sepnutí	[s]
$t_{(off)}$	čas vypnutí	[s]
t_f	doba poklesu 90-10%	[s]
t_{rf}	doba nárustu 10-90%	[s]
t_{vf}	doba poklesu 90-10%	[s]
U_{ce}	napětí mezi kolektorem-emitorem	[V]
U_{ds}	napětí mezi drainem-sourcem	[V]
U_{gs}	napětí mezi gatem-sourcem	[V]

Označení	Název	Základní jednotka
$U_{gs(TH)}$	napětí mezi gatem-sourcem (hodnota sepnutí)	[V]
V_1	Napětí zdroje č.1	[V]
V_2	Napětí zdroje č.2	[V]

Obsah

Úvod	11
1. Popis SiC sloučenin	12
1.1. Krystalová struktura SiC sloučenin	12
1.2. Elektrické vlastnosti a výhody	14
2. SiC Schottkyho diody	16
2.1. Schottkyho kontakty	16
2.2. Schottkyho bariéry a jejich výška u různých materiálů	16
2.3. Schottkyho SiC vysokonapěťové diody	17
2.4. Svodový proud v závěrném směru	17
2.5. Použití Schottkyho diod v elektrických zařízení	18
2.6. Statické charakteristiky a jejich porovnání (S a SiC diody)	18
2.7. Dynamické charakteristiky SiC a Si diod	19
3. SiC tyristor	23
3.1. Konstrukce, vlastnosti	23
3.2. Použití	24
4. JFET SiC	25
4.1. Úvod do výkonových tranzistorů JFET	25
4.2. SiC JFET horizontální	25
4.3. SiC JFET vertikální	26
5. SiC MOSFET	29
5.1. SiC MOSFET konstrukce	29
5.2. Vlastnosti a funkce tranzistoru SiC MOSFET	30
5.3. SiC MOSFET-parazitní vlastnosti, použití	32
6. SiC IGBT	33
6.1. SiC IGBT – princip funkce, popis struktury	33
7. Modelace statických charakteristik SiC a Si tranzistorů	36
7.1. Simulace statických charakteristik SiC Mosfet tranzistoru v programu LtSpice	36
7.2. Simulace statických charakteristik Si tranzistoru IGBT v programu Orcad	37

7.3.	Simulace statických charakteristik Si tranzistoru MOSFET v programu Orcad	38
8.	Experimentálním měřením porovnání vlastnosti Si a SiC tranzistorů.....	40
8.1.	Schéma zapojení pro měření statických a dynamických charakteristik	41
8.2.	Statická charakteristika SiC Mosfet	43
8.3.	Statická charakteristika Si MOSFET.....	44
8.4.	Statická charakteristika Si IGBT	45
8.5.	Dynamické charakteristiky Si MOSFET tranzistoru.....	46
8.6.	Dynamická charakteristika SiC MOSFET tranzistoru	47
8.7.	Dynamické charakteristiky Si IGBT	48
9.	Závěr.....	49
10.	Seznam použité literatury:.....	50
11.	Seznam příloh.....	52

Úvod

V této práci se budu zabývat SiC polovodičovými součástkami. SiC je nová sloučenina karbidu křemíku, která by měla zlepšovat vlastnosti součástek.

V teoretické části se budu v první části věnovat popisu krystalické struktury SiC a jejich možnostmi kombinací. Vysvětlím co to je polytyp a skládání vrstev atomů za účelem vytvoření SiC sloučenin. Následně se již zaměřím na samotné součástky. Jako první se budu věnovat SiC Schottkyho diodám. Zde popíši problém přechodu kov-plovodič. Následně se již zaměřím na vlastnosti součástky. Vysvětlím pojmy Schottkyho kontakty, svodový proud. Také se zaměřím na rozdíly statických a dynamických charakteristik Si a SiC součástek. V další kapitole se věnuji SiC tyristorům. Ty zmiňuji okrajově, jelikož se méně využívají v zapojeních. Zde popíši jejich konstrukci, vlastnosti a jejich možnosti použití. Již větším zástupcem jsou SiC JFET tranzistory. V samostatné kapitole je popsán rozdíl ve strukturách konstrukce a výhodnosti každé z nich. Více se však věnuji jen jednomu typu součástce a tou jsou vertikální JFET tranzistory pro svoji výhodnou konstrukci a následné použití SiC sloučenin. Na závěr kapitoly jsou uvedeny rychlosti spínání a vypínání těchto tranzistorů. Dalším větším zástupcem jsou SiC Mosfet tranzistory. Zde bude popsána konstrukce a zmíněny rozdíly mezi horizontální a vertikální strukturou. Následně se věnuji jejich vlastnostem a funkcí těchto tranzistorů, kde probírám statické charakteristiky a na závěr popíši ještě parazitní vlastnosti a použití těchto tranzistorů. Posledním zástupcem SiC součástek v této bakalářské práci jsou IGBT tranzistory. Opět se věnuji funkci a popisem struktury. Jsou probrány opět statické charakteristiky a ovlivnění dynamických charakteristik, aplikováním do daného zapojení Si a SiC diod.

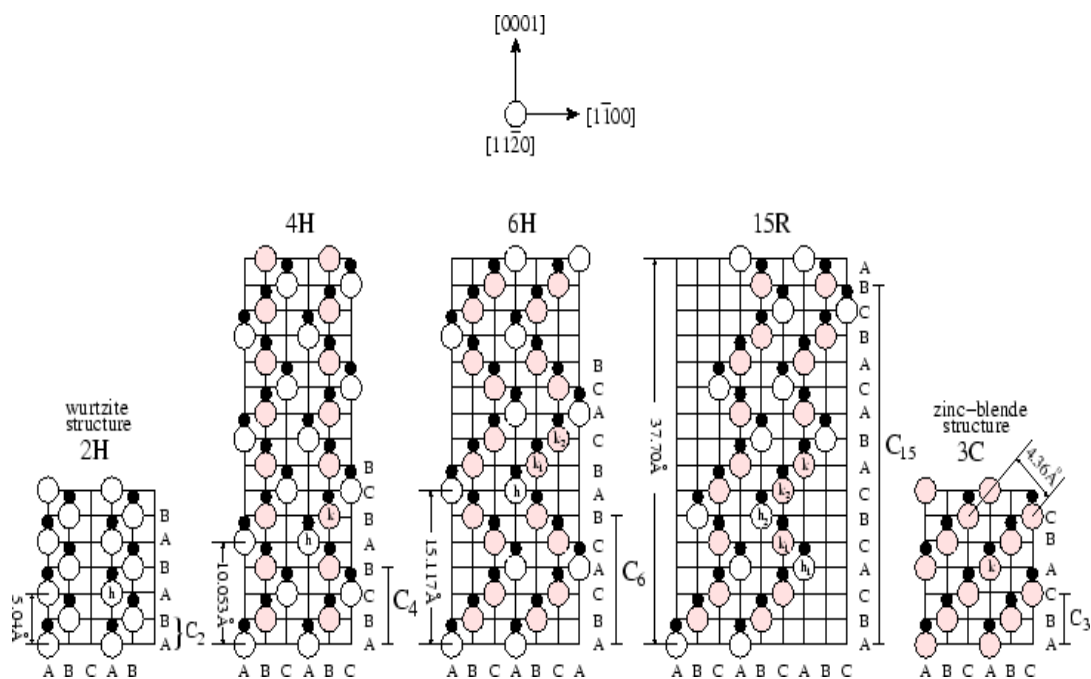
Praktická část je věnována modelování statických charakteristik, jak klasických Si tranzistorů, tak SiC tranzistorů. Tyto charakteristiky jsou následně podpořeny o praktické měření statických a dynamických charakteristik, použitých tranzistorů při modelaci. V závěru jsou shrnuty všechny výsledky z měření a porovnány s teoretickou částí.

1. Popis SiC sloučenin

Základní věc, která by měla být popsána je struktura SiC sloučenin. V této kapitole se tedy tím budu zabývat. Vysvětlím, jaké jsou krystalové struktury a jak se liší. Zmíním se i o tom jaké máme druhy struktur SiC sloučenin, jaké jsou jejich elektrické vlastnosti a výhody při jejich použití.

1.1. Krystalová struktura SiC sloučenin

Látky se skládají ze základních částic a to protonů, elektronů a neutronů. Počet těchto částic nám určuje kvalitu materiálů. Pevné látky rozdělujeme do těchto základních skupin: amorfní látky, krystalické látky. Ionty a atomy krystalických látek se podle své charakteristiky a vnějšího působení tepla, tlaku atp. skládají do určitých krystalických mřížek. Vlastnosti polovodičových prvků jsou dány atomy a jejich vlastnostmi a také tvarem krystalické mřížky. Povahy látek určuje hlavně hmotnost jader, počet valenčních elektronů a také velikosti buněk v krystalové mřížce, dále parametry ovlivňuje druh a také počet defektů v mřížce. Karbid křemíku (SiC) je složen z mnoha odlišných krystalových struktur, které se nazývají polytypy. Vznik polytypů je zajištěno skládáním struktur viz. Obr. 1 [2]

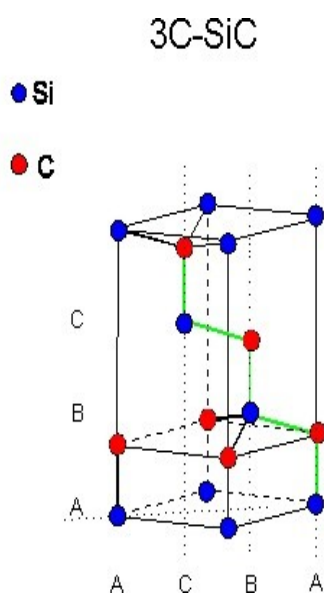


Obr. 1: Polytypy SiC v náhledu (1120) [13]

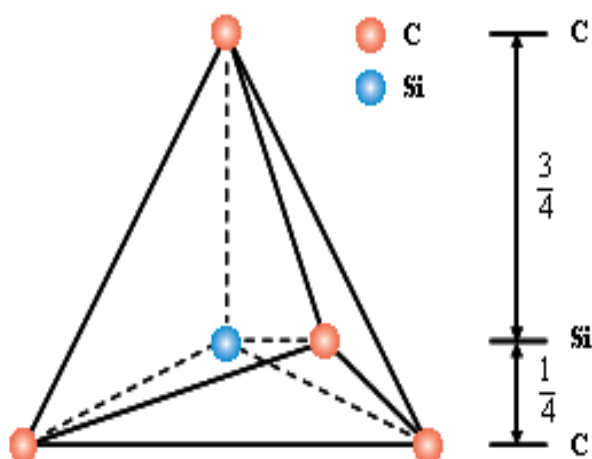
Díky tomuto skládání se stejné polytypy téže látky liší strukturou a patří často do různých krystalových soustav. Odlišným uspořádáním atomů uhlíku a křemíku docílíme, že každý polytyp SiC má jedinečné optické a elektrické vlastnosti. Prozatím je vyzkoumáno přes 200 polytypů SiC, ale jen

pár jich můžeme použít v polovodičích. Polytypy 15R-SiC, 6H-SiC, 3C-SiC, 4H-SiC jsou polytypy vyvinuty pro elektroniku. Symboly 3C,4H,6H,15R... jsou ve tvaru nX, kdy n udává počet vrstev ve struktuře viz. Obr. 1. X nám zase označuje krystalovou soustavu, do které polytyp spadá. Pokud je teda značení 3C tak prvek má tři vrstvy a C nám označuje kubickou mřížku (H-hexagonální mřížka, R-trigonální s romboedrickou).

Další označování prvků β -SiC je jiné označení pro 3C-SiC, toto je také jediné složení SiC s krychlovou krystalickou strukturou. α -SiC je označení pro jinou než krystalickou strukturu. 6H-SiC a 4H-SiC jsou polytypy s hexagonální krystalovou strukturou. Polytypy, které mají jinou než kubickou strukturu, nejsou elektrické vlastnosti izotropní. Izotropní znamená, že vlastnosti prvku jsou závislé na směru elektrického pole nebo směru toku proudu. Na Obr. 3 je znázorněno uspořádání atomů v základní buňce SiC. Na okrajích buňky jsou atomy křemíku, které když propojíme vznikne čtyřstěn uvnitř kterého je uhlík.[2], [15]



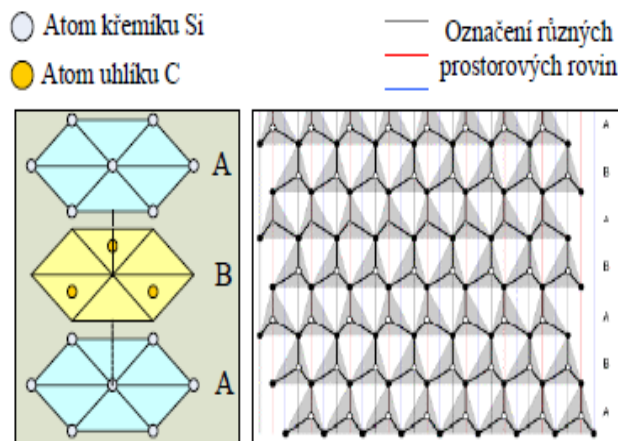
Obr. 3: Struktura 3C-SiC [14]



Obr. 2: Rozložení atomů v základní buňce SiC [15]

Pro charakteristiku polytypu se užívají symboly A, B, C a Ramsdellovy symboly. Symboly A, B, C jsou vhodné pro popis polytypů založených na těsných vazbách stejných atomů. Jednotlivé vrstvy zaujímají polohy A, B, C. Skládání vrstev AA, BB, ..není možné. Na Obr. 2 je znázorněno rozložení do tří vrstev. V každé struktuře se opakují vždy sekvence dvou uložených vrstev. Pro jiné prvky 6H-SiC, 15R-SiC bude sekvence vrstev jiná. Další vlastnosti, které se zkoumají, jsou uvedeny v Obr. 5. Pokud se podíváte na tabulku, tak zjistíte, že údaje uvedené: u materiálu SiC jsou lepší než u

klasického křemíku až na pohyblivost elektronů, což nám zlepšuje vlastnosti substrátu použitého jako polovodič. [2]



Obr. 4: Vrstvení monokrystalického 2H-SiC[2]

1.2. Elektrické vlastnosti a výhody

Parametry ve kterých jsou SiC prvky lepší než Si, jsou šířka zakázaného pásma, tepelná vodivost a velikost průrazného elektrického pole. Velkou popularitu má prvek 4H-SiC oproti 6H-SiC, který má nízkou pohyblivost elektronů. Díky větší šířce zakázaného pásma energií a nízké vlastní koncentraci nosičů dokážou SiC pracovat ve vyšších teplotách oproti křemíku. Pokud se teplota SiC zvyšuje, tak intrinzičká (je to přímá úměra mezi N_c a N_v , což jsou hustoty stavů, které se vyskytují ve valenčním a vodivostním pásmu) koncentrace se zvyšuje. Jakmile se zbytkový proud zvyšuje do hladin, které pro nás nejsou přijatelné, zvyšuje se také teplota, která zapříčiní, že vodivost se stane neovladatelnou (vlastní nosiče převyšují dotovanou příměs). Podle druhu provedení konkrétní součástky intrinzičká koncentrace nosičů Si omezuje práci polovodičového přechodu. U křemíku je pracovní přechod omezen do 300°C. U SiC je intrinzičká koncentrace nosičů menší a díky tomu může součástka pracovat při extrémních teplotách převyšující 600°C.

V dnešní době je problém, při takových teplotách zapouzdření součástek. Základní polymerová pouzdra a nynější způsob pájení součástek nás s toho důvodu, že pouzdra a pájení jsou navržena na nízké teploty. Jako nejslibnější se prozatím jeví pouzdra Low Temperature Co-fired Ceramic pro uložení SiC součástek. Tyto pouzdra zhoršují manipulační schopnosti oproti nynějším součástkám. Proto se stále vyvíjejí nová zapouzdření součástek. [2]

Pokud má součástka vysokou tepelnou vodivost, vysoké pracovní teploty a také vysoké průrazné elektrické pole, dovolí součástka přenášet extrémně vysoké hustoty energie a výkonu. Pokud budeme

porovnávat součástky SiC a Si, tak dojdeme k závěru, že při stejném průrazném napětí bude SiC součástka desetkrát více dotovaná a zhruba desetkrát tenčí než klasická součástka z klasického křemíku. Díky tomu se přibližně stonásobně zmenší rezistence blokovací oblasti a také se zmenší součástka samotná. [2]

Široká oblast zakázaných energií a vysoké průrazné napětí, u SiC, umožňuje výrobu extrémně rychlé výkonové součástky. SiC součástky se používají ve výkonových měničích kvůli jejich výhodám, že mohou pracovat ve vyšších spínacích kmitočtech s vyšší účinností. Pokud použijeme vysoké spínací kmitočty u měničů, což je žádáno, je možnost použití menších kapacit, transformátorů, indukčností, které nám ovlivní velikost, hmotnost, cenu.

Menší odpor při sepnutém stavu a rychlejší spínací kmitočet SiC pomáhá minimalizovat energetické ztráty, a tím pádem je nižší vytváření tepla. Větší tepelná vodivost účinněji odvádí teplo ze součástky. Součástky založené na SiC pracují ve vysokých teplotách, což jim dovoluje práci i v podmínkách, kdy Si součástka je nefunkční [2]

Parametr	Si	GaAs	4H-SiC	6H-SiC	3C-SiC
Šířka zakázaného pásma [eV]	1,1	1,42	3,2	3	2,3
Relativní dielektrická konstanta	11,9	13,1	9,7	9,7	9,7
Průrazné elektrické pole při $N_D=10^{17} \text{ cm}^{-3}$ [MV·cm ⁻¹]	0,6	0,6	s c-osou: 3 ⊥ s c-osou: 3	s c-osou: 3,2 ⊥ s c-osou: >1	>1,5
Tepelná vodivost [W·cm ⁻¹ ·K ⁻¹]	1,5	0,5	3-5	3-5	3-5
Intristická koncentrace nosičů n_i [cm ⁻³]	10^{10}	$1,8 \cdot 10^6$	$\approx 10^{-7}$	$\approx 10^{-5}$	10
Pohyblivost elektronů při $N_D=10^{16} \text{ cm}^{-3}$ [cm ² ·V ⁻¹ ·s ⁻¹]	1200	6500	s c-osou: 800 ⊥ s c-osou: 800	s c-osou: 60 ⊥ s c-osou: 400	780
Pohyblivost děr při $N_D=10^{16} \text{ cm}^{-3}$ [cm ² ·V ⁻¹ ·s ⁻¹]	420	320	115	90	40
Nasycená elektronová rychlost [10 ⁷ ·cm·s ⁻¹]	1	1,2	2	2	2,5
Přidávané typy donorů	P,As	Si	N,P	N,P	N
Přidávané typy akceptorů	B	Be, Mg, C	Al, B	Al, B	Al
Komerčně vyráběné (rok 2003) pláty [cm]	30	15	8	8	-

Obr. 5: Základní elektrické vlastnosti [2]

2. SiC Schottkyho diody

Kapitola bude pojednávat o SiC schottkyho diodách a budu v ní popisovat problémy s kontakty mezi SiC a kovem. Následně popíši výšku bariery a její vliv u různých materiálu, zmíním se o vysoko napěťových SiC Schottkyho diodách a popíši co to je svodový proud v závěrném směru. V posledních částech porovná statické a dynamické charakteristiky a následně možnosti použití SiC Schottkyho diod.

2.1. Schottkyho kontakty

Pokud spojujeme SiC s kovem nastávají dvě věci. Změna energetické hladiny vakua je postupná a za druhé obě hladiny Fermiho materiálu jsou stejné. Velmi důležitým parametrem je výška Schottkyho bariery. Dále existují mechanismy, které pomáhají s přenosem proudu přes kov-polovodič a to tyto: rekombinace nosiče v neutrální oblasti polovodiče, rekombinace nosiče v ochuzené oblasti polovodiče, termická emise přes Schottkyho bariéru, difúze nosiče skrz Schottkyho bariéru.[16]

2.2. Schottkyho bariéry a jejich výška u různých materiálů

Schottkyho kontakty závisí nejen na použití druhu kovu, ale také na chemickém zpracování, polytypu SiC a podmínkách okolí. Tabulka znázorňuje elektronovou afinitu a velikost zakázaného pásu.[15,16]

Tab. 1: Hodnoty elektronové afinity a velikost zakázaného pásu[15]

	Si	3C-SiC	6H-SiC	4H-SiC
Šířka zakázaného pásu [eV]	1,1	2,3	2,9	3,2
Elektronová afinita [eV]	4,0 5	3,8	3,3	3,1

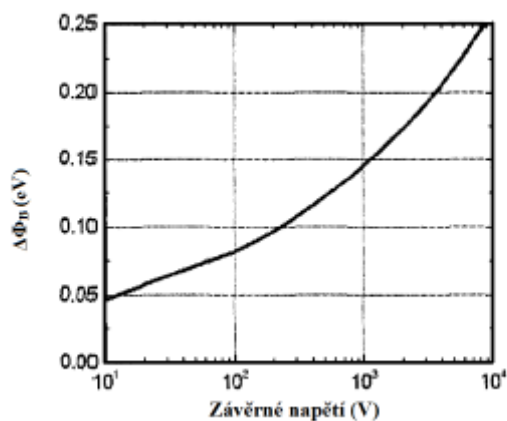
Pokud máme ideální kontakt, tak se vzrůstem pracovní funkce kovu se zvětšuje i výška Schottkyho bariéry. Výška bariéry závisí na jiných věcech než na polytypu kovu. Kvůli tomu ji nelze přesně spočítat a musí se určit měřením. [16]

2.3. Schottkyho SiC vysokonapětové diody

SiC má výmečné elektrické vlastnosti a díky tomu má určité výhody ve vysokoteplotních a výkonových použitích. V sepnutém stavu má SiC oproti křemíku 10x větší hodnotu kritického pole a díky tomu je o zhruba tři řády menší odpor při blokovacím napětí. Pokud se trošku podíváme do historie, tak první Schottkyho dioda byla vyrobena v r. 1945 na polytypu 6H-SiC. Větší výzkum byl od r. 1980, kdy vynalezly další polytyp 4H. Po tomto objevu se hodnoty průrazných napětích pohybovali do 2KV a diody se komerčně neprodávaly. Nyní už není problém takové diody pořídit, třeba od firmy CREE. [7]

2.4. Svodový proud v závěrném směru

Dalším z důležitých parametrů je svodový proud. Tento parametr je důležitý pro diody používané ve vysoko napětových elektrických obvodech. Pokud je dioda v závěrném směru svodový proud nám způsobí velké tepelné ztráty a to kvůli tomu, že u Schottkyho diod je proud citlivý na teplotu a díky tomu mohou tepelné ztráty dosahovat takové úrovně, že teplota může způsobit zničení součástky.



Obr. 6: Snížení Schottkyho bariéry v závislosti na závěrném napětí [3]

V kapitole Schottkyho kontaktech jsou popsány způsoby přenosu proudu. Jen dva významně ovlivní celkový svodový proud. Prvním je termická emise (nosiče ionty a elektrony) a druhá rekombinace nosiče v ochuzené oblasti polovodiče. Dojde-li k navýšení závěrného napětí zároveň s tím klesne Schottkyho bariéra a díky tomu naroste svodový proud. Exponenciální závislost výšky bariéry a svodového proudu může mít za následek, že snížením bariéry vzroste svodový proud a zároveň nám vzrůstá závěrné napětí.

Díky šířce zakázaného pásu a vysoké hodnotě kritického elektrického pole, vydrží přechod velká zatížení.[3],[7]

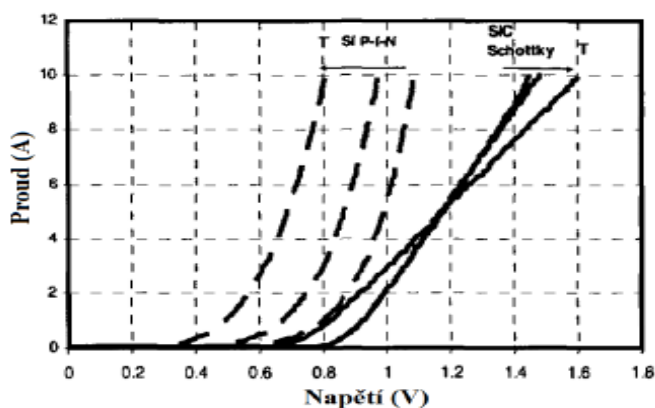
2.5. Použití Schottkyho diod v elektrických zařízeních

Výkonová zařízení jsou limitována použitými výkonovými součástkami, které určují technické parametry. Tyto parametry jsou dány hlavně spínacími součástkami a jejich zpětných diod. Nyní se hlavně využívají tranzistory IGBT. IGBT mají velmi krátké spínací doby a díky tomu se hodně používá v měničích. Měníče jsou hlavně limitovány zpětnými diodami. Klasické Schottkyho diody ze křemíku jsou nevhodné pro praktické použití kvůli jejich velkému svodovému proudu, nadměrnému odporu a proto se stále používají PN diody. [3]

U PN diod je nevýhodou zase jejich zotavovací náboj, kvůli tomu rostou spínací ztráty. SiC diody oproti křemíkovým mají v sepnutém stavu nižší resistenci a zotavovací doba je skoro nulová. Díky těmto vlastnostem se stávají žádanými pro vysokofrekvenční použití. [3]

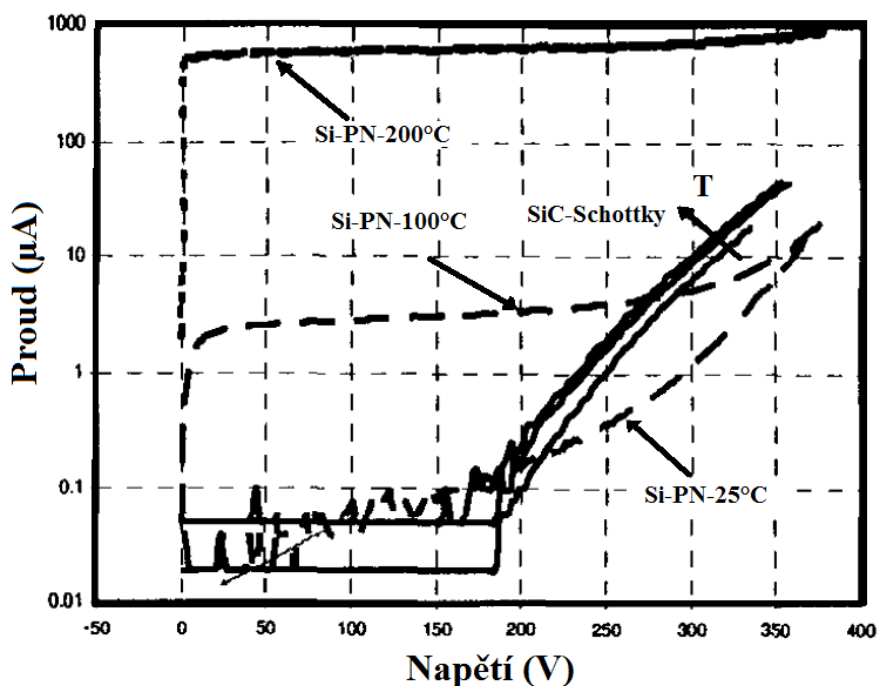
2.6. Statické charakteristiky a jejich porovnání (S a SiC diody)

Na obr. 7 jsou znázorněny propustné charakteristiky SiC a Si diod pro odlišné teploty. Šipky značí změnu charakteristiky při zvyšování teploty. U SiC Schottkyho diod je vidět záporný koeficient teploty, kladný nad 5A a záporný pod 5A. Z obrázku se nám může zdát, že pokud se zaměříme na ztráty, tak klasické Schottkyho diody jsou vhodnější než SiC. Díky možnosti paralelního skládání diod a využití části s kladným teplotním koeficientem, jsou SiC diody tepelně stabilnější. Tudíž se mohou vyrábět jako jedna součástka. Tím se zmenší napěťový úbytek mezi SiC a Si součástkami, pokud budou stejně proudově zatíženy už nebude rozdíl tak velký. [3]



Obr. 7: Propustné charakteristiky SiC a C diod [3]

Dalším důležitým parametrem je závěrná charakteristika. Na obr. 8 jsou porovnány SiC Schottkyho diody a Si Pn diody. SiC diody mají výhodu, že se jim nemění závěrný proud na teplotě. Na Obr. 8 je vidět menší závěrný proud.[3]



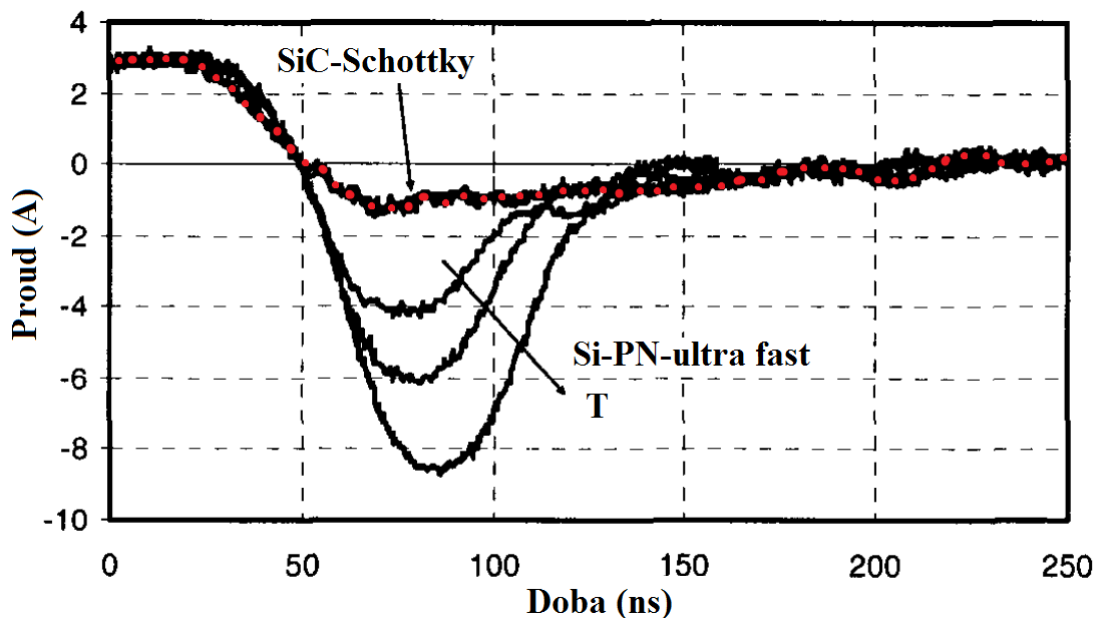
Obr. 8: Závěrná charakteristika SiC Schottkyho diody a Si Pn diody [3]

2.7. Dynamické charakteristiky SiC a Si diod

Dynamické charakteristiky jsou důležitou součástí pro porovnání. Zejména jsou důležité pro vysokofrekvenční použití, spínané zdroje napětí, některé pohony, kompenzace účinníku. Jak jsem již předtím napsal, měniče dnes nejsou omezeny spínacími součástkami, ale hlavně zpětnými diodami, kvůli tomu se postupně nahrazují za účinnější a rychlejší SiC Schottkyho diody.

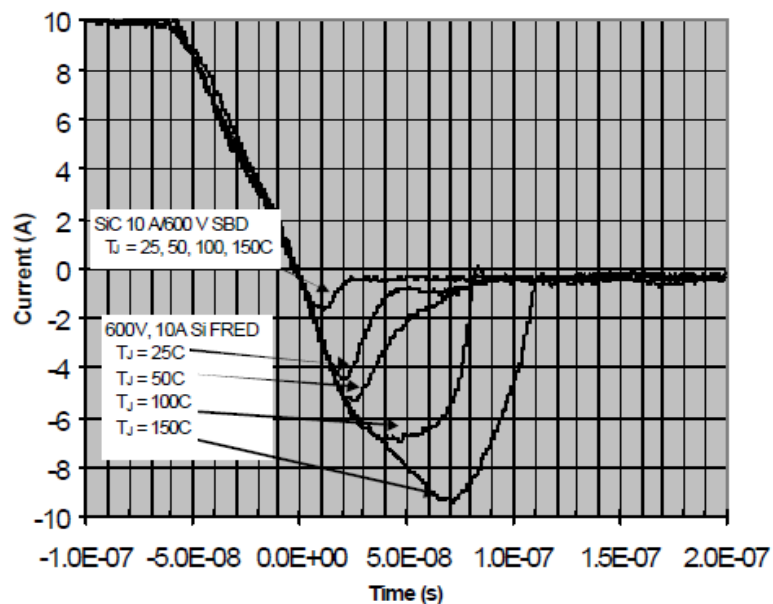
Zapnutím spínače nulová (zpětná) dioda vypíná a poté proud komutuje do větve spínače. Při vypnutí dochází k obnovování blokovací schopnosti diody. Při této činnosti se projevuje zotavovací proud diody, který má délku a velikost podle druhu použité součástky.

Doba zotavovacího proudu nám určí možné frekvenční zatížení měniče. Na obr. 9 jsou znázorněny zotavovací doby diody jak klasické, tak SiC Schottkyho dioda pro více teplot. Diody jsou obě na 600V a SiC na 6A, Si 8A.[3], [7]



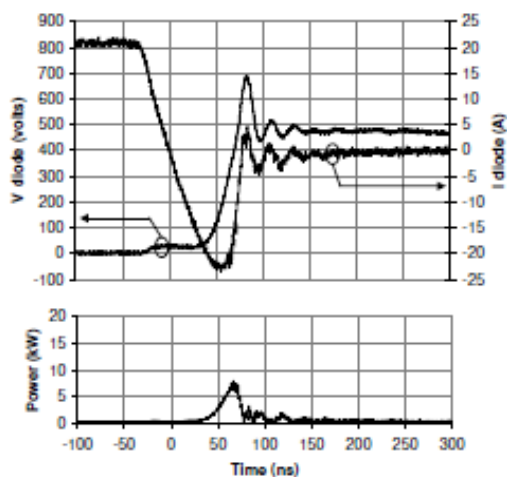
Obr. 9: Zotavovací doby Si ultra rychlé diody a SiC Schottkyho diody [3]

Na Obr. 9 je patrná velmi dlouhá zotavovací doba Si diody, která je až 3x větší než u SiC. Také je vidět velmi velký závěrný proud, který stoupá se stoupající teplotou.

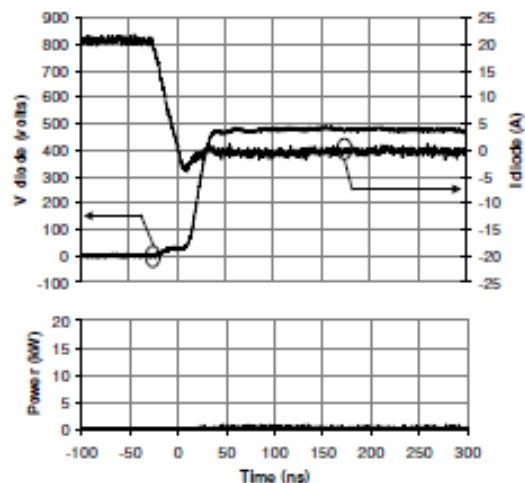


Obr. 10: Zotavovací doby Si ultra rychlé diody a SiC Schottkyho diody a jejich závislosti na teplotě [7]

U obr. 10 jsou použity diody také na 600V, ale na 10A. Pokud porovnáme oba obrázky s dynamickými charakteristikami, tak vidíme, že zotavovací doba je větší u 10A diod. Tím pádem u nich bude dosaženo menších frekvencí v měničích. Proč u SiC Schottkyho diod je zotavovací náboj neměnný se vzrůstající teplotou oproti klasickým Si diodám? Je to dáno tím, že SiC unipolární součástky mají závěrný zotavovací proud tvořen parazitními kapacitami v součástce. Díky skoro nulovému závěrnému náboji u SiC jsou ztráty při spínání téměř o více než 50% menší než u křemíkových diod.[3], [7]



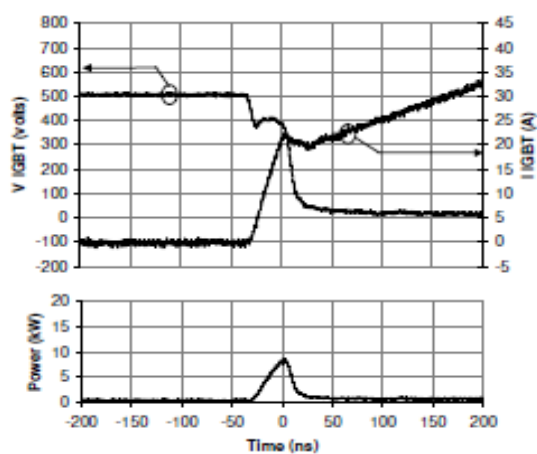
Obr. 12: Vypínání Si diody [1]



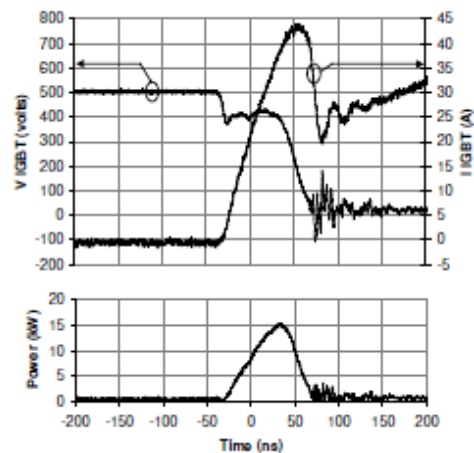
Obr. 11: Vypínání SiC Schottkyho diody [1]

Na prvních dvou grafech vidíme znázorněny průběhy napětí a proudu s vypínacími ztrátami součástek. U prvního Si diody jsou vidět při vypínání podstatně větší ztráty než na grafu vedle, kde je znázorněna SiC Schottkyho dioda. U klasické diody je vidět daleko větší rozkmitání při přechodu a tím pádem delší dobu ustálení. Zapínací ztráty byly měřeny výrobcem se zapojeným paralelně IGBT tranzistorem.[1]

I u zapínání jsou vidět velké nevýhody Si diody. Jak při zapínání, tak vypínání má daleko větší ztráty a průběhy napětí, proudu mají daleko horší charakteristiky.



Obr. 13: Zapínání SiC Schottkyho diody [1]



Obr. 14: Zapínání Si diody [1]

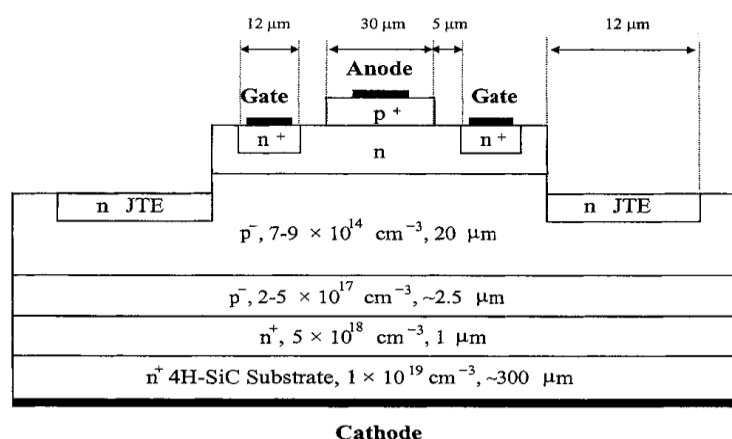
Díky schopnostem SiC diod pracovat při vysokých teplotách je jejich uplatnění velmi vysoké. Bohužel kvůli vysokým cenám SiC Schottkyho diod se jejich komerční použití teprve začíná postupně prosazovat zároveň s klesající cenou.[1]

3. SiC Tyristor

U této součástky se věnuji popisu konstrukce, jaké jsou problémy při konstrukci a jak jsou poskládány vrstvy. Následně se zabývám jeho vlastnostmi. V závěrečné části píší kde se tyto součástky používají.

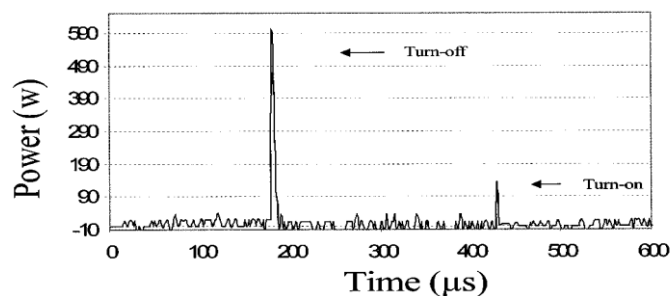
3.1. Konstrukce, vlastnosti

Součástka byla dříve dimenzována na blokovací napětí 4,5kV. Poté s postupem doladění nové technologie stoupl napětí na 6,5kV. Velkou výhodou jako u dalších součástek na bázi SiC je možnost práce tyristoru za vysokých teplot. Na obr. 15 je znázorněna struktura GTO (gate turn-off) tyristoru. Jeho struktura je jiná oproti klasickým Si tyristorům. U SiC je použita npnp struktura a to kvůli tomu, že na spodní vrstvě je n⁺ 4H-SiC vrstva, ve které se lépe vede proud. Tyto tyristory zvládají napětí 600V a proud v propustném směru 2A při teplotě 150°C.[17]



Obr. 15: Struktura GTO tyristoru [17]

Tento GTO tyristor vyžaduje záporný proud na gate, aby byl otevřen v opačném případě k uzavření je zapotřebí kladného proudu na Ig. Vypínání GTO tyristoru bylo zkoumáno při 25 a 150° C při této teplotě se čas pro vypnutí zvýšil z 5,4 až na 7,7s. Ztrátový výkon u tyristoru je znázorněn na Obr. 16 pro napětí na tyristoru 600 V a proud 2 A. Na tomto obrázku je patrné, že ztrátový výkon je daleko větší při vypínání tyristoru než při jeho zapínání. Jak je vidět, ztrátový výkon u vypínání dosahuje opravdu vysokých hodnot, tyto ztráty lze minimalizovat použitím SiO sloučeniny, která bude mezi katodou a anodou. Pokud se použije SiO sloučenina, tak jsou přesně dány hodnoty, při kterých bude pracovat.[17]



Obr. 16: Ztráty tyristoru při vypínání a spínání [17]

3.2. Použití

Globální poptávka po vysoce efektivních, ekologicky šetrných technologiích a produktech klade vysoké nároky na elektrické sítě a to díky využívání obnovitelných zdrojů energie. Tyto aplikace vyžadují ultra-vysokého napětí zařízení (ke snížení energetické ztráty) a také se sníží velikost, hmotnost a objem. Tyristory založené na SiC mají až 10X vyšší napětí, 100x rychlejší přepínání frekvence a také zvládají vyšší teplotní provoz ve srovnání s konvenčními Si bázi tyristory. Tyristory pro střední napětí se používají v solární technice, větrných elektrárnách ve střídačích a také ve zbraňové technice. Velmi vysoké napětí SiC technologie bude hrát revoluční úlohu v dalších generacích rozvodných sítích tyristorový modul bude znamenat revoluci v dodávkách elektřiny, obnovitelných zdrojích energie a skladování energie. Prozatím rychlejšímu rozšíření do technologií brání vysoká cena, méně firem co SiC tyristory vyrábějí.

4. JFET SiC

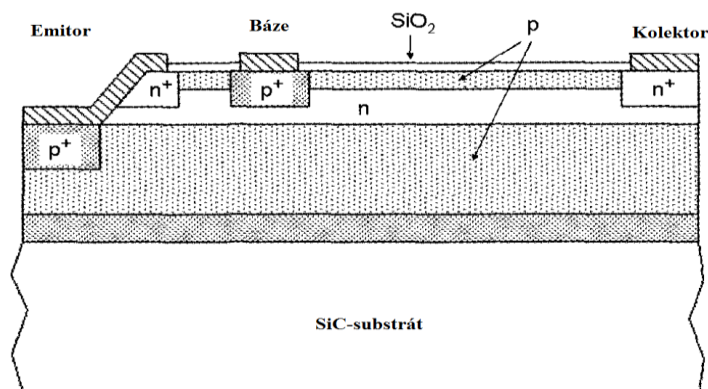
U tranzistorů JFET se budu věnovat rozdělení JFET tranzistoru do dvou struktur. Následně se popisem zaměřím jen na vertikální strukturu a to z toho důvodu, že u ní jde díky jejím vlastnostem aplikovat SiC sloučeninu.

4.1. Úvod do výkonových tranzistorů JFET

Současné tranzistory JFET (Si) se moc nepoužívají v zapojeních a to kvůli tomu, že když se odpojí signál od řídicí elektrody, tak tranzistor zůstane sepnutý. Nyní s postupným vývojem technologií se začíná prosazovat tranzistor JFET na bázi SiC, kterým se osazují měniče. Důvodem většího využití JFET (SiC) je ten, že má daleko méně složitou konstrukci než ostatní tranzistory řízené polem. Díky tomu lépe zvládne novou technologii výroby. Tranzistory JFET vyrobené z klasického křemíku mají blokovací napětí kolem 100V, ale nové SiC JFET mají i 1500V. Použitím karbidu křemíku tranzistory dosahují velmi rychlých vypínacích a zapínacích časů. SiC JFET tranzistory jsou vertikální nebo příčné.[10]

4.2. SiC JFET horizontální

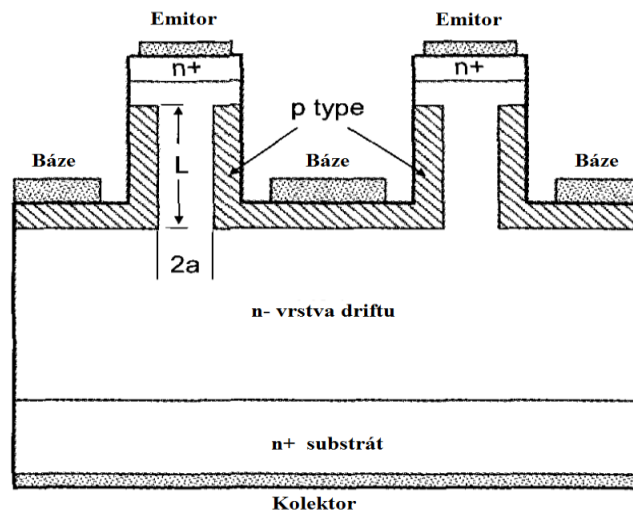
Tyto JFET tranzistory nejsou ve výkonové elektronice používány. Zatím na nich jsou spíše testovány nové technologie SiC. Jen nedávno k nim byla poutána pozornost, díky pokroku a využití nové techniky zakončení součástky (RESURF). Rozložení vrstev můžete vidět na Obr. 17. Bohužel výsledky nebyly tak přesvědčivé a nedokázali překonat vertikální JFET v jejich vlastnostech. Proto se pozornost více upřela k vertikálním JFET tranzistorům.[10]



Obr. 17: Průřez horizontálním RESURF JFET tranzistorem [8]

4.3. SiC JFET vertikální

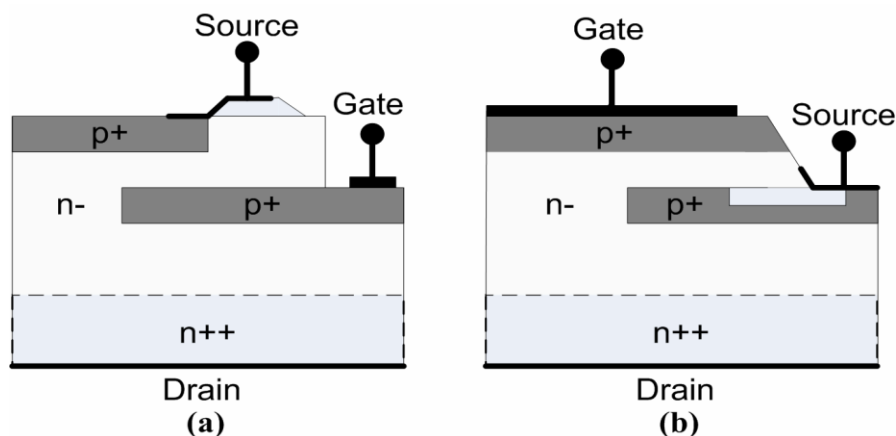
Na Obr.18 je znázorněn průřez Ti-VJFET tranzistorem. U těchto součástek při navýšení potenciálu kolektoru dochází ke zmenšení potenciálové bariéry uvnitř kanálu. Kvůli tomu že větší počet vytvářených elektronů u emitoru tuto bariéru překoná. Díky tomu jsou V-A charakteristiky obou tranzistoru velmi podobné.[9],[10]



Obr. 18: Průřez TI-VJFET tranzistorem [9]

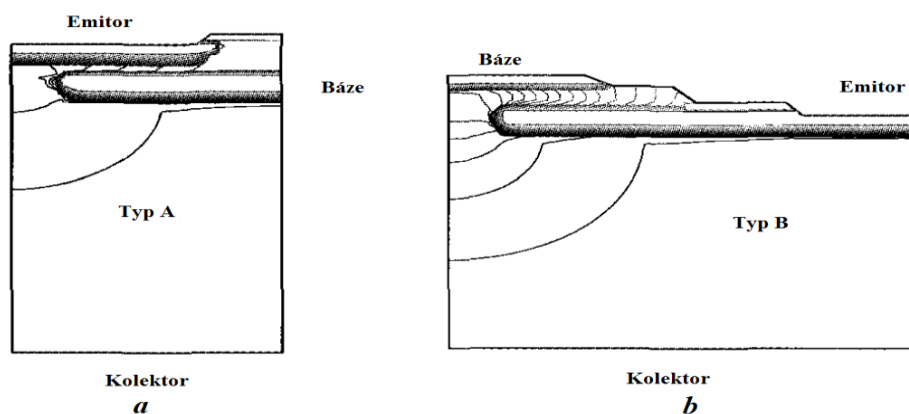
Mezi důležité vlastnosti výkonových spínačů patří co nejvyšší blokovací napětí, saturační proud a také v propustném směru nízký odpor. Je více druhů vertikálních JFET tranzistorů, ale ne všechny se hodí svými vlastnostmi k výrobě. Dále se budu věnovat vertikálním tranzistorům JFET s postraním kanálem.[9],[10]

Máme dva druhy návrhu vertikálního JFET oba znázorněny na Obr. 19. Bud je emitor připojen k horní p- vrstvě(pravý obrázek), a nebo ke spodní p- vrstvě na vedlejším obrázku.



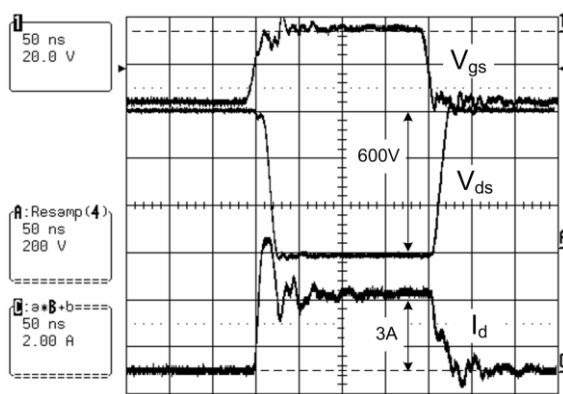
Obr. 19: 2typy vertikálních JFET s postranním kanálem [6]

Poskládání vrstev na Obr. 20 nám zaručí velmi nízký odpor, pokud proud prochází přímo z emitoru do kolektoru. Úbytek napětí v tomhle zapojení je velmi malý (do 1V). Úbytek napětí je znázorněn čarami. Nevýhodou v téhle struktuře je Millerova kapacita, toto je parazitní kapacita mezi kolektorem a bází, ta je hodně vysoká. Tato nevýhoda i s dalšími jako vodivostí první vrstvy ovlivní výslednou spínací frekvenci. Velkou výhodou druhé struktury (b) je velmi nízká Millerova kapacita díky tomu jsou vysoké frekvence spínání. Bohužel i toto zapojení má nevýhodu a tou je odpor v sepnutém stavu.[6],[10]

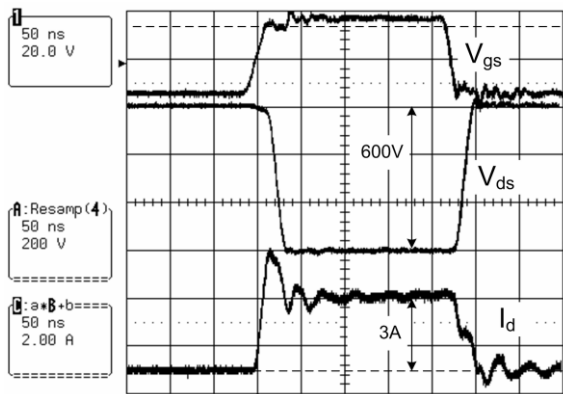


Obr. 20: Napětové úbytky [9]

Kvůli těmto vlastnostem byl navržen a vyvinut tranzistor kombinující výhody obou typů. U těchto nových typů vertikálních JFET tranzistorů se nyní snaží vylepšit jejich parametry. Jedním z nich je snášení nadproudu, které je horší než u MOSFET tranzistorů. Dále snižují zapínací odpor a vylepšují řízení saturačního napětí. [6],[10]



Obr. 22: Dynamická charakteristika SiC JFET při 25°C [6]



Obr. 21: Dynamické charakteristiky SiC JFET při 200°C [6]

Na Obr. 21, 22 jsou znázorněny dynamické charakteristiky pro JFET tranzistory. Každá je pro jinou teplotu. Jak můžeme vidět, tak při vyšší teplotě trvá delší dobu zapnutí a vypnutí tranzistoru. V tabulce níže jsou znázorněny zapínací a vypínací časy.[6],[10]

Tab. 2: Spínací a vypínací časy JFET [6]

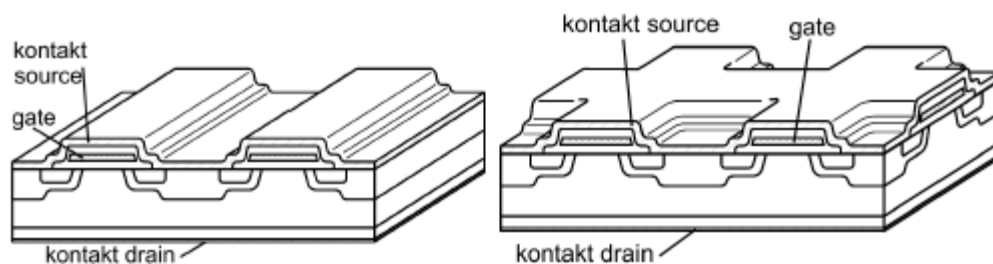
Condition	Turn on (ns)			Turn off (ns)	
	delay t_d	I rise $t_{r i}$	V fall $t_{f v}$	delay t_d	V fall $t_{f i}$
25°C Non-avalanche	6	6	25	9	30
25°C Avalanche	8	5	22	11	23
200°C Non-avalanche	6	10	32	10	28
200°C Avalanche	8	10	26	11	27

5. SiC MOSFET

Jednou z nejvíce součástek, které se momentálně vyvíjejí, jsou SiC Mosfet tranzistory. V úvodu se budu věnovat jejich konstrukci, poskládání vrstev. Nahlédneme do útrob rozřezaného a poté pod mikroskop vloženého tranzistoru. Dále se budu věnovat jeho vlastnostem a nežádoucím vlastnostem tzv. parazitním. Na závěr zmíním možnosti použití těchto tranzistorů.

5.1. SiC MOSFET konstrukce

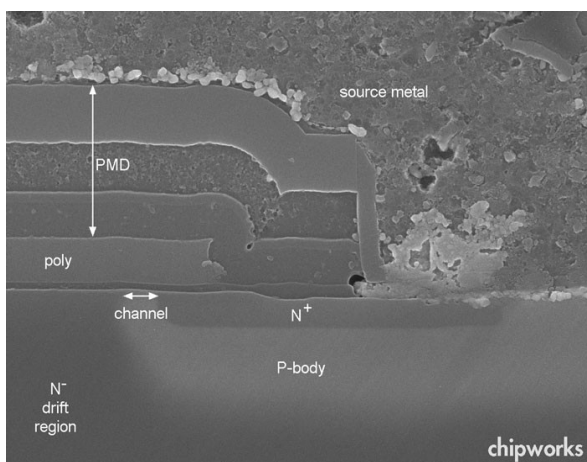
Tranzistor MOSFET (Metal oxid Semiconductor Field effect transistor) je součástka, která má dvě hlavní elektrody a jednu řídící. Je to součástka s izolovanou řídící elektrodou. Opět jako u JFET tranzistorů jsou dvě struktury uspořádání: horizontální a vertikální struktura. Tvar a uspořádání součástky má každý výrobce trochu jiné, ale základní konstrukce je znázorněna na Obr. 23 [8],[10],[11]



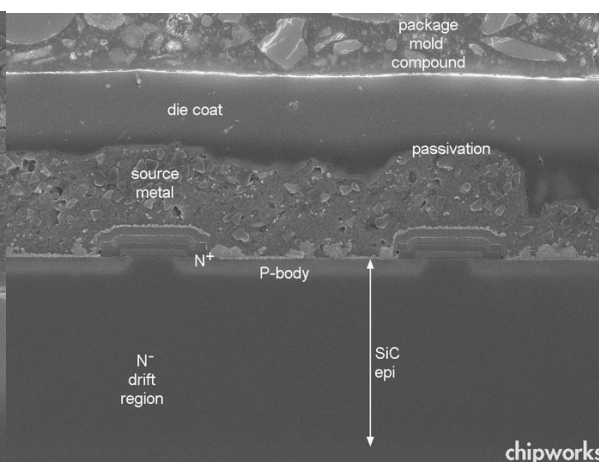
Obr. 23: Horizontální a vertikální struktura MOSFET [10]

Na Obr. 25 je znázorněn příčný řez SiC MOSFET tranzistorem (CMF20120D-CREE). Když je přístroj vypnutý, dokáže zvládnout 1200 V to bude blokováno mezi zdrojem a odtokem, nicméně, když je přístroj zapnutý, bude $R_{ds(on)} = 80 \text{ m}\Omega$. Na vedlejším obrázku je znázorněn jiný řez součástkou. Horní strana součástky obsahuje kov a křemík v hradlovém poli. Tento tranzistor se skládá ze zdroje kontaktů N^+ , které leží v P-body. N-oblast je tvořena pomocí vrstvy SiC epi, která musí být dostatečně silná. Pro vznik vodivého kanálu je zapotřebí přivést U_{gs} napětí, které je u SiC MOSFET tranzistorů větší než u křemíkového.

Doporučované je napětí větší než 10V, ideálně 20V. Přivedením tohoto napětí se tranzistor dostane do sepnutého stavu. Pokud budeme chtít SiC MOSFET tranzistor vypnout, tak je zapotřebí přivést napětí o záporné hodnotě většinou -2V,-5V pro vypnutí. Velikost propustných ztrát je dána velikostí odporu v sepnutém stavu $R_{ds(on)}$. [8],[10],[11]



Obr. 25: Podrobnější pohled na okraji MOS brány [11]

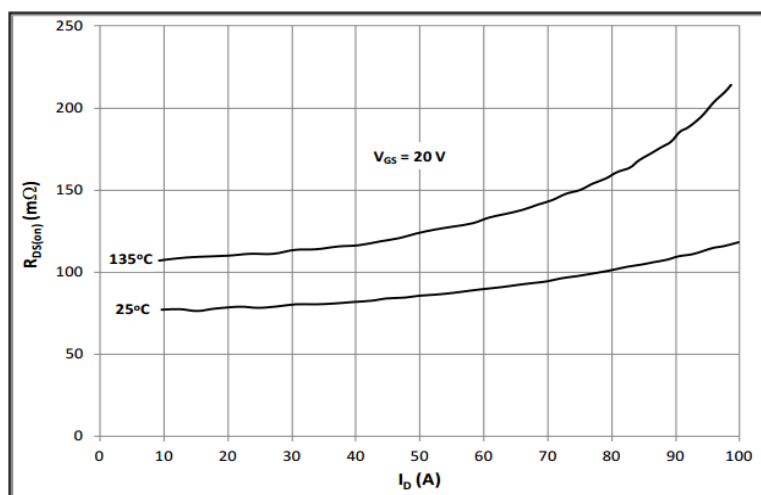


Obr. 24: MOS gate, detailní řez buňkou [11]

5.2. Vlastnosti a funkce tranzistoru SiC MOSFET

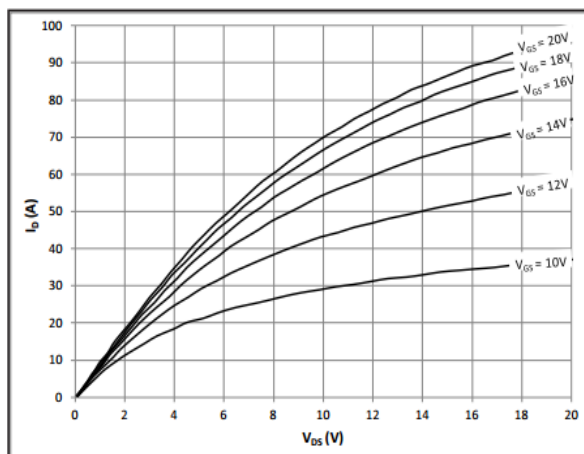
U těchto tranzistorů je problém, že pokud se zvyšuje konstrukční napětí, roste tím i odpor $R_{d(on)}$, kvůli tomu se zhoršují propustné vlastnosti. Jelikož tranzistor nemá bipolární injekci, je odpor kanálu dán pouze vlastní vodivostí použitého materiálu. U běžných Si tranzistorů je problém, že u napětí 1000V tento odpor dosahuje jednotek ohmů a kvůli tomu je není možné použít u aplikací s proudy řádově desítky ampér a vyšší. Tento problém je vyřešen použitím karbidu křemíku, který zvládá napětí 1200V a také větší proudy. Vypínání a zapínání není zpomaleno přesunem elektronů a děr jako u bipolárního tranzistoru. Proto je vypínání a zapínání velmi rychlé při malých zapínacích a vypínacích ztrátách. [8],[10],[11]

Součástky SiC MOSFET mají dobrou odolnost proti zničení. Jak je vidět na Obr. 26 s rostoucím proudem na drainu a přivedeném napětí pro sepnutí roste $R_{ds(on)}$. Také je velmi patrný rozdíl při rozdílných pracovních teplotách. Oproti klasickému Si tranzistoru MOSFET je tento odpor podstatně nižší. [12]

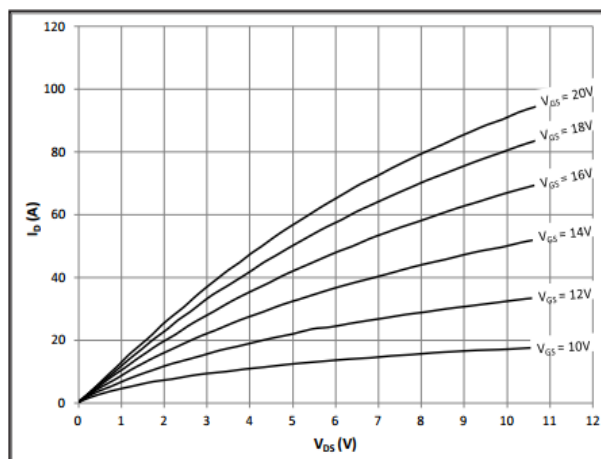


Obr. 26: Graf závislosti odporu na teplotě [12]

Pokud se teď podíváme na propustné ztráty, zjistíme, že díky velmi nízkému závěrnému proudu a malému odporu při zapnutém stavu jsou o něco lepší než Si MOSFET tranzistory. Z obrázku je patrná jiná velká výhoda a to je nízký nárůst odporu při vyšších pracovních teplotách. Díky nízkým ztrátám jsou tyto součástky menší a lehčí, proto mohou pracovat při velmi vysokých frekvencích.



Obr. 28: Vstupní charakteristika SiC MOSFET pro 25°C [12]



Obr. 27: Vstupní charakteristika SiC MOSFET pro 135°C [12]

Z výstupní charakteristiky je patrné, že má daleko pozvolnější průběh než klasický Si MOSFET tranzistor. Ten má daleko strmější nárůst proudu. Jak již jsem dříve zmínil také je nutné k sepnutí přivádět napětí 10-20V. Rychlost sepnutí a vypnutí SiC MOSFET tranzistoru jsou napsány níže. [8],[10],[11]

Tab. 3: Spínací a vypínací čas tranzistoru CMF20120D [12]

Spínací čas	$t_{(on)}$	37ns
Vypínací čas	$t_{(off)}$	78ns
Vnitřní odpor brány	R_G	5 Ω

5.3. SiC MOSFET-parazitní vlastnosti, použití

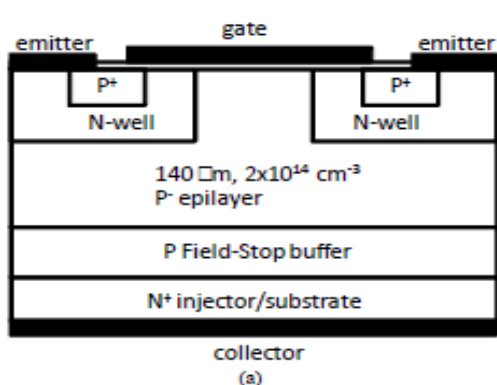
Na chování tranzistorů mají velký vliv parazitní prvky uvnitř tranzistoru. V zapojení se nacházejí kondenzátory, které zpomalují sepnutí a vypnutí tranzistoru. Kapacita těchto parazitních kondenzátorů je ale velmi malá oproti Si MOSFET tranzistorům. Je to díky nově použitých technologii karbidu křemíku. Dále nás budou zajímat také rezistory, které způsobují tepelné ztráty v ustáleném sepnutém stavu, ty ovlivňují teplotu součástky a tím i její vlastnosti. Parazitní JFET tranzistor při vyšších hodnotách napětí U_{ds} zužuje propustný kanál. Dále nám zhoršuje vlastnosti dioda a její závěrný zotavovací náboj parazitní diody. Kvůli tomu se zvyšují spínací ztráty při vysokých frekvencích. Z tohoto důvodu není možné použít tuto diodu jako nulovací pro zpětný proud. Proto se doplňuje o diodu integrovanou do pouzdra tranzistoru. Tato musí být velmi rychlá, a proto se nyní používají Schottkyho diody na bázi SiC (popsané výše). Tyto tranzistory lze použít jako polovodičové spínače. Typicky se používají v měničích stejnosměrného napětí. Dále třeba v elektrických motorech a také do filtračních obvodů nebo do slunečních kolektorů.[10]

6. SiC IGBT

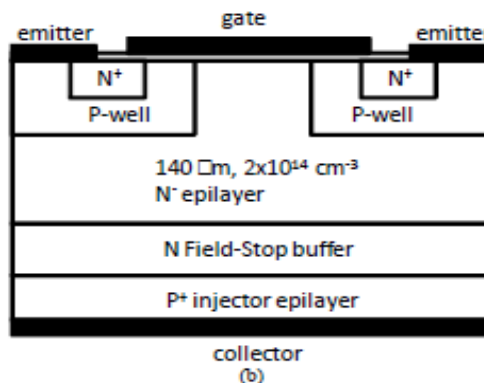
Jako poslední zástupce v SiC polovodičových tranzistorech je IGBT tranzistor. V této části se budu věnovat popisem struktury a funkcí IGBT tranzistorů. Také zaměřím na ztráty tranzistoru při přechodu se sepnutého stavu do vypnutého a opačně. Zmíním jejich blokovací schopnosti a statické charakteristiky.

6.1. SiC IGBT – princip funkce, popis struktury

Bipolární tranzistory mají oproti MOSFET tranzistorům velmi dobré propustné vlastnosti. Sloučením obou tranzistorů vznikne IGBT tranzistor. Řídicí a proudová elektroda jsou od sebe vzdáleny. Proudová elektroda je na protější straně, než je řídicí elektroda, a oblast mezi nimi je doplněna dalšími oblastmi. Přiložením kladného napětí na gate se vytvoří inverzní vrstva pod elektrodou, která spojí vodivým kanálem emitor N^+ s oblastí báze. Je-li řídicí napětí dostatečně velké, je odpor kanálu malý. V tranzistoru se pak vytvoří struktura PNP, která je spínána proudem, který je přiváděn polem řízeným tranzistorem MOSFET. U propustného stavu se v tranzistoru vytvoří trasa proudu, po které vedou proud minoritní nosiče náboje. Díky tomu je úbytek napětí tranzistoru při sepnutém stavu oproti tranzistorům MOSFET u vyšších napětí výrazně nižší. [1], [5]



Obr. 30: Řez tranzistorem 4H-SiC IGBT P-IGBT [5]

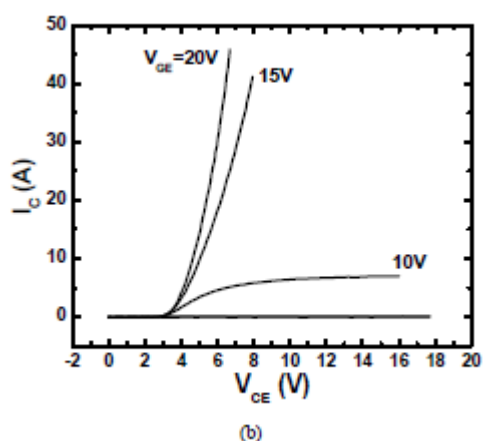


Obr. 29: Řez tranzistorem 4H-SiC IGBT N-IGBT [5]

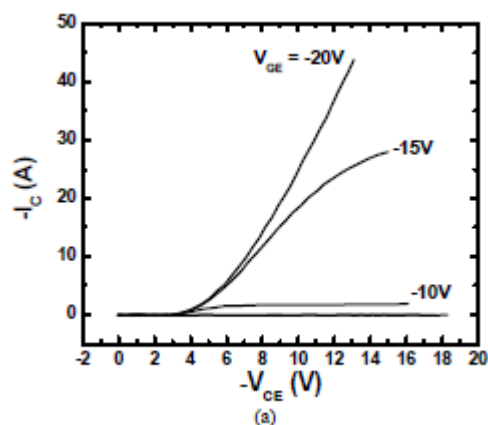
Na Obr. 30, 31 jsou znázorněny zjednodušené průřezy 4H-SiC IGBT tranzistorem. Používají se tato dvě zapojení. Rozdíly v řezech jsou velmi patrné. Jako injektor je používána nová sloučenina 4H-SiC. Tranzistor v blokovacím stavu má vytvořenou oblast prostorového náboje. Starší typy IGBT tranzistorů měli ve spodní části přechodu oblast s vyšší dotací. Pokud se přivedlo blokovací napětí, poté se deformovala oblast prostorového náboje. V propustném stavu IGBT tranzistoru jsou vytvořeny

dva proudové kanály. I_b kanál vytvořený v inverzní vrstvě pod elektrodou přivádí do oblasti označené jako N-epilayer elektrony. Díky tomu se otevře i druhý kanál I_c . [1],[5]

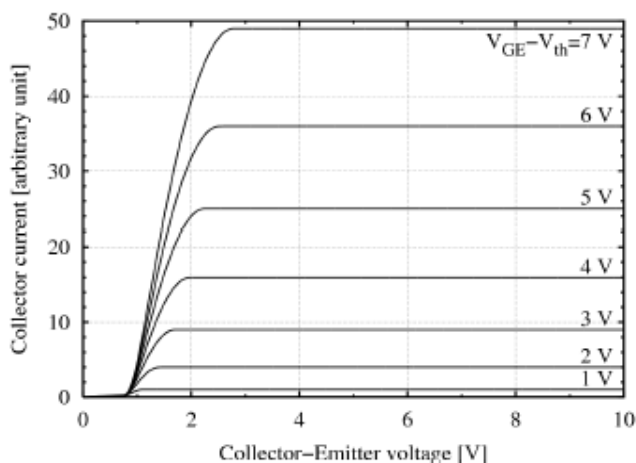
Když se podíváme na V-A charakteristiky níže, je patrný velký rozdíl v klasickém Si IGBT tranzistoru a SiC IGBT tranzistorů. Jak jsem již popsal v kapitole MOSFET tranzistorů je patrné přivedení většího napětí na gate SiC IGBT. 4H-SiC P-IGBT s velikosti hlavního čipu 6.7 mm x 6.7 mm a aktivní oblast 0,16 cm² zvládá blokovací napětí až 15 kV, přičemž odpor při sepnutém stavu je pouze 24 mΩ·cm², při přivedení na gate napětí -20V. 4H-SiC N-IGBT s též velkou aktivní oblastí zvládá blokování napětí 12,5 kV. [1],[5]



Obr. 31: VA charakteristika 4H-SiC IGBT N-IGBT [5]

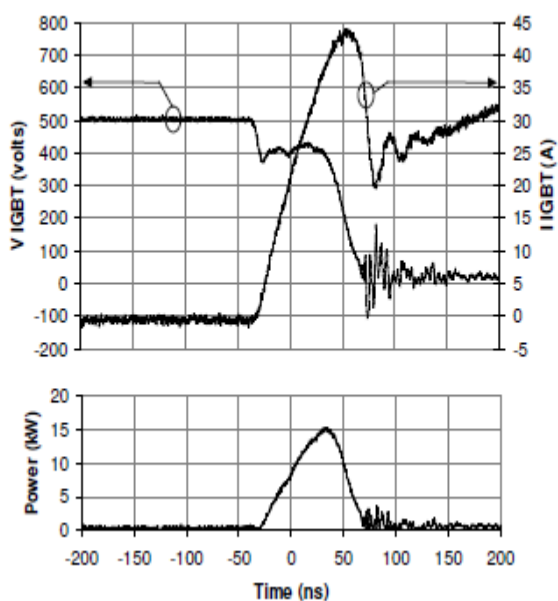


Obr. 32: VA charakteristika 4H-SiC IGBT P-IGBT [5]

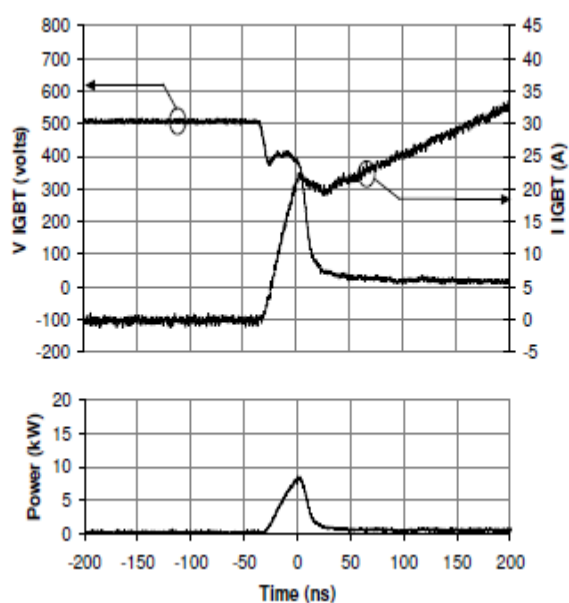


Obr. 33: V-A Charakteristika Si IGBT [10]

Obr. 35 ukazuje průběh napětí, proudu a okamžitý výkon měřený výrobcem při teplotě 150°C na IGBT s Si ultra rychlou diodou. Během zapnutí IGBT proud výrazně narůstá až na špičkovou hodnotu 44A. Špičkový okamžitý výkon 15 kW poté musí zvládnout tranzistor IGBT. Dále jsou vidět oscilace napětí. Obr. 34 ukazuje zapínání napětí, proudu a okamžitý výkon měřený při teplotě 150°C na IGBT s SiC SBD (Schottkyho dioda). Zde je již velmi patrný menší špičkový proud a to 22A, to je o 50% méně než u křemíku. Maximální okamžitý výkon klesl na 7,5 kW, což je také snížení o 50%. Oscilace při přepínání jsou v IGBT eliminovány s SiC strukturami.[1],[10]



Obr. 34: IGBT Si dioda spínání 600V [1]



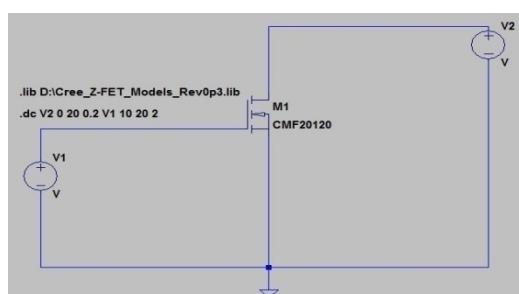
Obr. 35: IGBT SiC Schottkyho dioda spínání 600V [1]

7. Modelace statických charakteristik SiC a Si tranzistorů

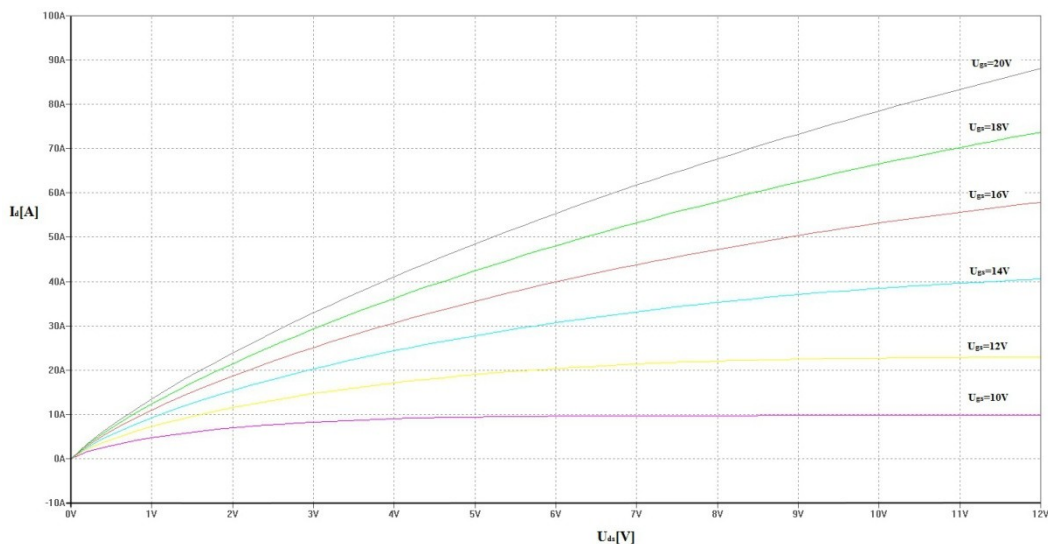
V první části praktické části bakalářské práce budu modelovat průběhy statických charakteristik jednotlivých tranzistorů pro následné porovnání.

7.1. Simulace statických charakteristik SiC Mosfet tranzistoru v programu LtSpice

Pro simulaci statických charakteristik byl použit volně přístupný program LtSpice z důvodu, že výrobce tranzistoru poskytl knihovnu SiC součástek pouze pro tento program a použití v jiných programech negarantoval správnou funkčnost.



Obr. 36: Zapojení SiC mosfet tranzistoru pro měření statické charakteristiky



7

Obr. 37 Statická charakteristika SiC tranzistoru

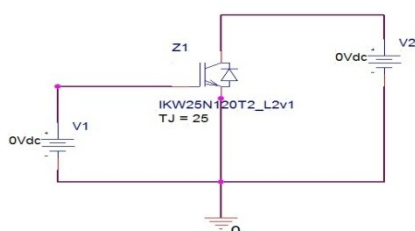
První se musela součástka importovat do programu LTspice. Import součástky se provedl zvolením tlačítka Spice directive, kde se zadala cesta k souboru.lib. Následně se zvolila v knihovně

součástek nmos značka a provedl se import parametru do této součástky. Dalším krokem bylo zapojení obvodu podle schéma uvedeném na Obr. 36 a v nastavení simulace se nastavily zdroje a následnými kroky k provedení simulace. Jak je vidět na Obr. 37 charakteristika je téměř stejná oproti originální uvedena v příloze F.

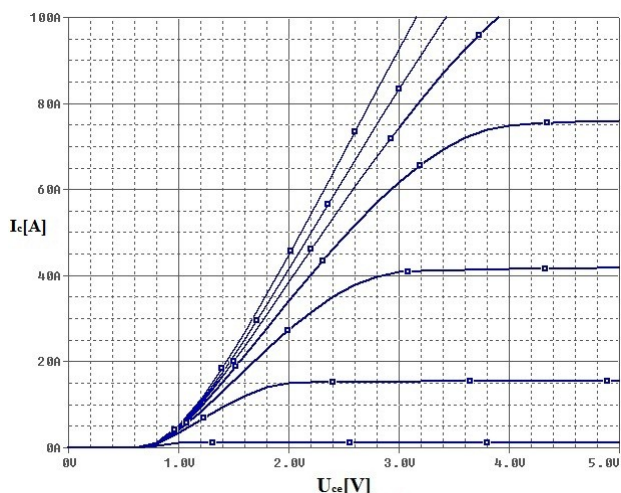
Rozdíl můžete spatřit v mírném poklesu proudu I_d . To může být způsobeno rozdílnými hodnotami změřeného prvku a následným zhotovení modelu tranzistoru. Vše také může záležet na odlišném nastavení simulace, třeba na nastavení teploty součástky proud I_d buď klesá nebo stoupá.

7.2. Simulace statických charakteristik Si tranzistoru IGBT v programu Orcad

K těmto součástkám se podařily sehnat modely do programu Orcad, kde jsou provedeny simulace.



Obr. 39: Zapojení Si IGBT tranzistoru pro měření statické charakteristiky



Obr. 38: Statická charakteristika IGBT tranzistoru

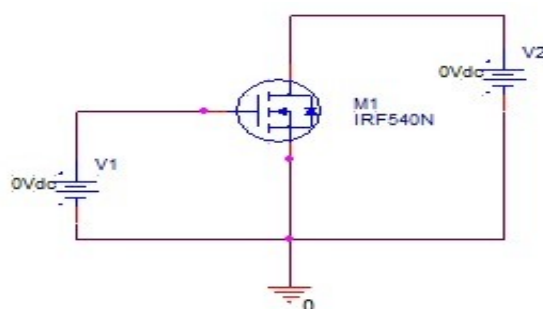
První než se začalo simulovat, musela být provedena importace knihovny součástky do programu OrCad. Import byl proveden přes ikonu u přidávání součástek a následně byla přidána ještě přes editor simulace, kde se vstoupilo do záložky configuration files, zvolilo se v levém soupci Library a určila se cesta k součástce. Po určení cesty se již pouze klikne na tlačítko ADD DESIGN a OK. Import součástky je proveden.

Zapojení pro měření statické charakteristiky je na Obr. 39. Poté se musela správně nastavit simulace. U typu analýzy bylo nastaveno DC SWEEP a následně ke každému zdroji bylo nastavena

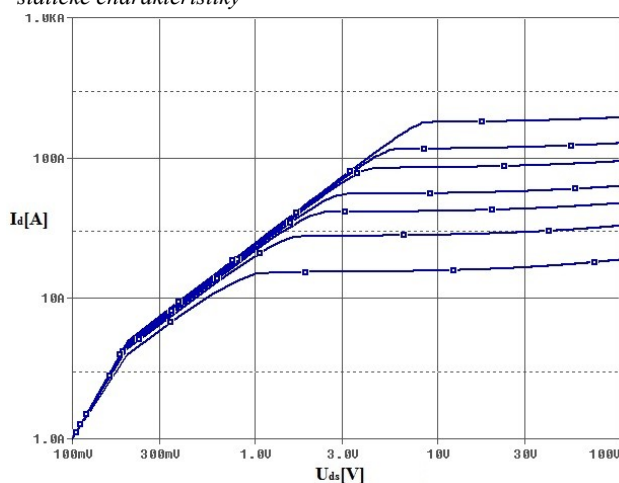
hodnota, pro kterou měly být provedeny kroky měření. U této součástky mohla být též nastavena její teplota, která je výrobcem namodelována.

Pokud je napětí na $U_{GS}=0$ je tranzistor ve vypnutém stavu. Pokud je vypnutý, snese určité napětí U_{ds} , které se liší hodnotami součástek (různí výrobci) a je pro danou součástku maximální. Jak si můžete všimnout charakteristika je podobná bipolárnímu tranzistoru. Zapnutí probíhá kolem hodnoty 0,6V, proud I_d následně roste na hodnoty, kdy se začne rovnat podle přivedeného napětí U_{gs} . Čím větší tohle napětí bude, tím větší proud I_d bude protékat.

7.3. Simulace statických charakteristik Si tranzistoru MOSFET v programu Orcad



Obr. 40: Zapojení tranzistoru Si MOSFET pro měření statické charakteristiky



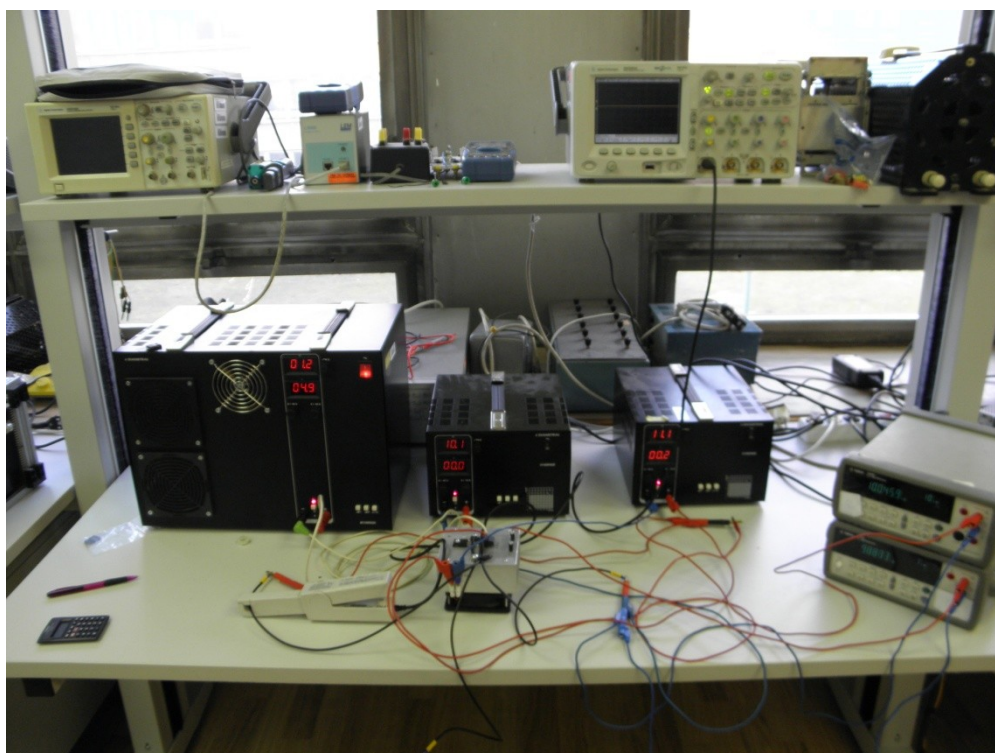
Obr. 41: Statická charakteristika Si MOSFET tranzistoru

Import součástky byl proveden stejně jako u předchozí součástky. V nastavení simulace se musely nastavit nové hodnoty zdrojů. A to na zdroji U_1 od 4,5V do 10V a na zdroji U_2 se nastavilo po jakých krocích bude prováděno měření. Na výsledné charakteristice se poté musely ještě změnit osy na logaritmické, pro lepší porovnání s katalogovými údaji v příloze.

Na Obr. 41 je vidět V-A charakteristika MOSFET tranzistoru (závislost proudu na kolektoru k napětí mezi U_{ds} při různých hodnotách U_{gs}). Pokud je $U_{gs}=0V$, je tranzistor vypnutý a jeho odpor mezi drainem a sourcem je téměř nekonečný. Proud I_d začne protékat jen tehdy, když se vytvoří kanál typu N, a to se stane jen tehdy, jestli je přivedeno dostatečně velké napětí U_{gs} . Jestli se bude zvětšovat proud I_d dostane se tranzistor do aktivní oblasti a již se mu nezvedá proud I_d a je téměř konstantní.

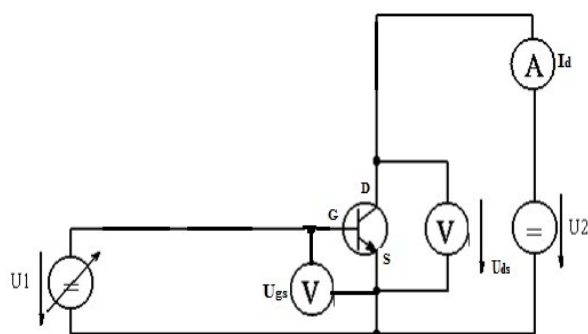
8. Experimentálním měřením porovnání vlastnosti Si a SiC tranzistorů

V experimentálním měření měřím statické a dynamické charakteristiky těchto tranzistorů, které jsem modeloval v předešlé části. Měřeny jsou dva Mosfet tranzistory, jeden je nový typ SiC a druhý klasický Si. IGBT tranzistor byl zvolen díky svým podobným blokovacím vlastnostem. Obr. 43 níže zachycuje měřicí pracoviště. Na něm můžete vidět momentálně zapojeny SiC Mosfet tranzistor.



Obr. 42: Obrázek měřicího pracoviště

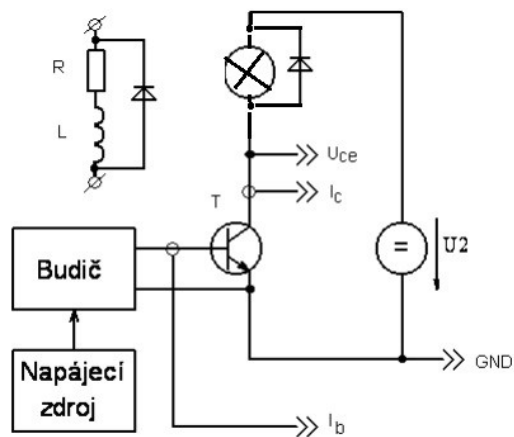
8.1. Schéma zapojení pro měření statických a dynamických charakteristik



Obr. 43: Schéma zapojení pro měření statických charakteristik

Tab. 4: Použité přístroje pro měření statických charakteristik

	Osciloskop	Lecroy	MSO44MXS-B
I_d	Sonda	Lecroy	CP030
U_{ds}	Multimetr	Agilent	34405A
U_{gs}	Multimetr	Agilent	34405A
U_1	Zdroj	Diametral	P230R51D
U_2	Zdroj	Diametral	M130R50D

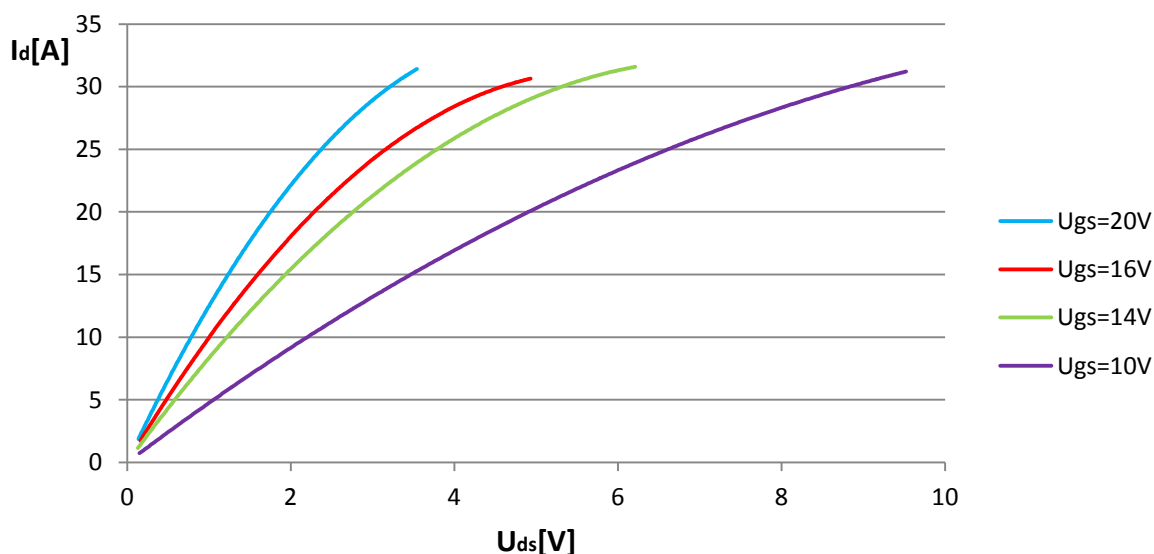


Obr. 44: Schéma zapojení pro měření dynamických charakteristik

Tab. 5: Použité přístroje pro měření dynamických charakteristik

	Osciloskop	Lecroy	MSO44MXS-B
I_d	Sonda	Lecroy	CP030
U_{ds}	Sonda	Lecroy	PP008
U_{gs}	Sonda	Lecroy	PP008
U_2	Zdroj	Diametral	M130R50D
Budič	Měřicí přípravek pro měření dynamických charakteristik		

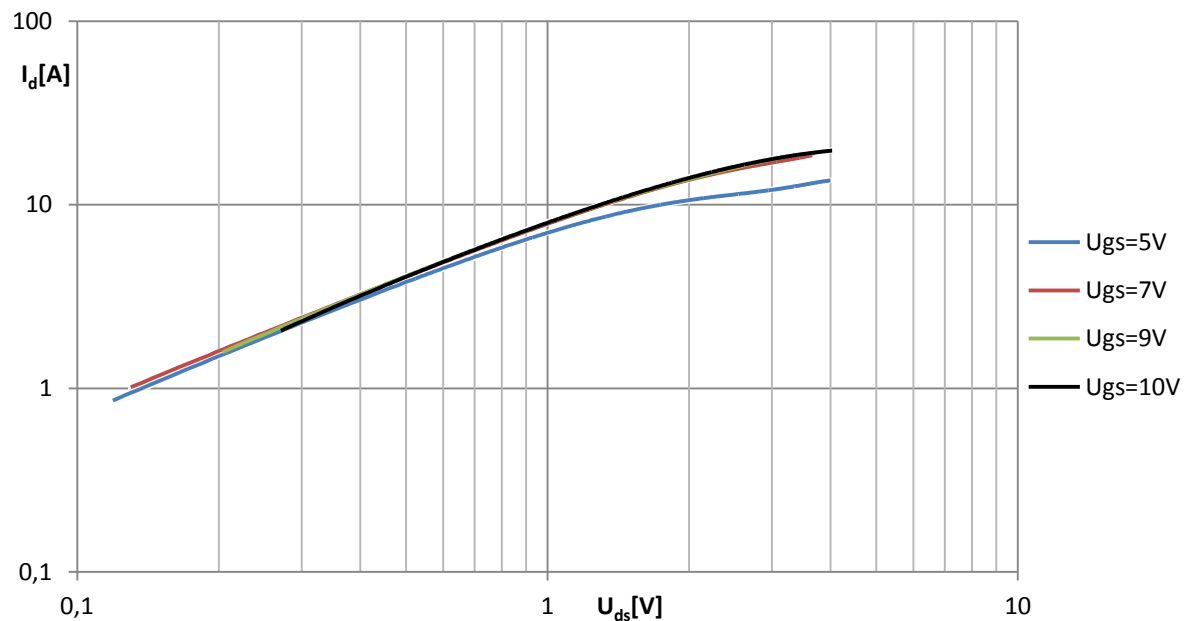
8.2. Statická charakteristika SiC Mosfet



Obr. 45: Naměřená statická charakteristika SiC tranzistoru

Na Obr. 45 je naměřená statická charakteristika. Na výsledných grafech je vidět pozvolný nárůst proudu I_d při otevírání tranzistoru. Charakteristiky bohužel nepokračují dále, důvodem je proudová sonda do 30A a také kvůli zdroji U_2 , který mohl maximálně dodat proud o velikosti 40A. Pokud by byl vyřešen problém se zdrojem a proudovou sondou, tak by vznikl problém s velkým zahříváním součástky a následným odvedením tepla z povrchu. Pokud se podíváte do přílohy E, velkým problémem je udržet součástku na konstantní teplotě. Buhůžel toho se v laboratorním měření nedá dosáhnout. Důvodem odlišné charakteristika může být právě teplota, při které se součástka s 20°C se zahřála i na více než 90°C. U téhle součástky platí, že pokud stoupá teplota součástky, tak se proud I_d zvedne i když za „studena“ bylo při přivedení stejného U_{gs} proud I_d menší. Měřené charakteristiky mají pozvolný nárůst. Již nyní připevněný chladič s ventilátorem byly pro odvádění tepla maximum. Díky teplu je vidět na grafu změna nárustu proudu I_d . Pokud by teplota zůstala konstantní, grafy pro $U_{gs}=14,16,20V$ by měli pozvolný nárůst jako graf pro $U_{gs}=10V$, kdy byla součástka ještě studená. Rozdíl v charakteristikách je porovnán s katalogovými údaji výrobce uvedeny v příloze E. Důvodem změn grafů je postupné zahřívání součástky, propojením součástky za účelem proměření a odchylkou měřících přístrojů.

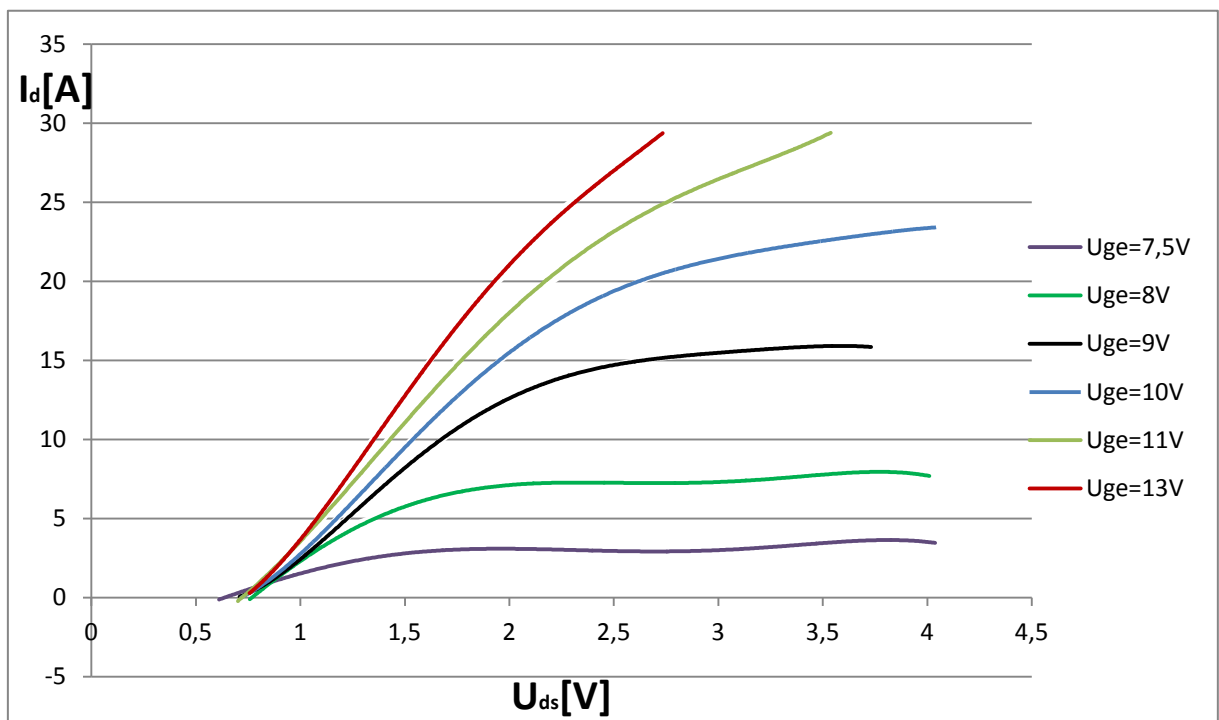
8.3. Statická charakteristika Si MOSFET



Obr. 46: Naměřená statická charakteristika Si MOSFET tranzistoru

Na Obr. 46 je vidět V-A charakteristika MOSFET tranzistoru (závislost proudu na kolektoru k napětí mezi U_{ds} při různých hodnotách U_{gs}). Pokud je $U_{gs}=0V$ je tranzistor vypnutý a jeho odpor mezi drainem a sourcem je téměř nekonečný. Proud I_d začne protékat jen tehdy, když se vytvoří kanál typu N a to se stane jen tehdy, jestli je přivedeno dostatečně velké napětí U_{gs} . Pokud se bude zvětšovat proud I_d dostane se tranzistor do aktivní oblasti a již se mu nezvedá proud I_d a je téměř konstantní. Hlavní rozdíl mezi statickou charakteristikou SiC a Si tranzistoru je v tom, že po dosažení max. hodnoty I_d se tranzistor ustálí na konstantní hodnotě.

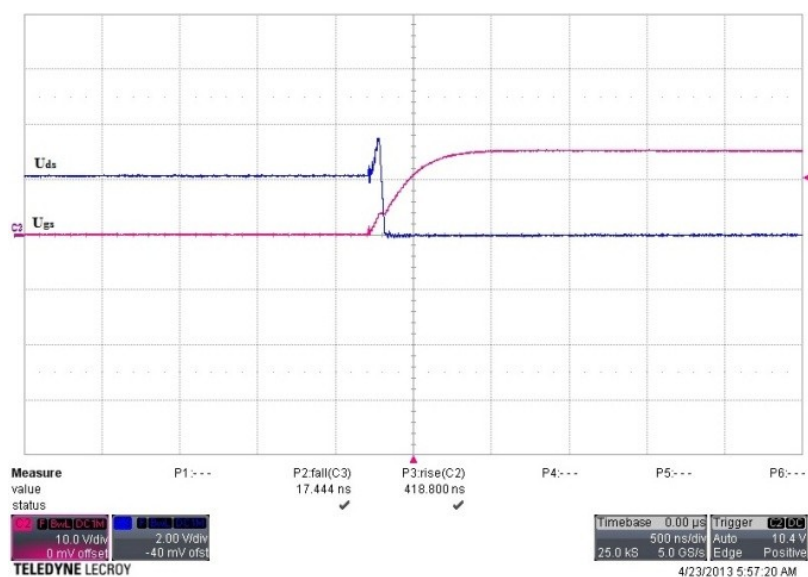
8.4. Statická charakteristika Si IGBT



Obr. 47: Naměřená statická charakteristika Si IGBT tranzistoru

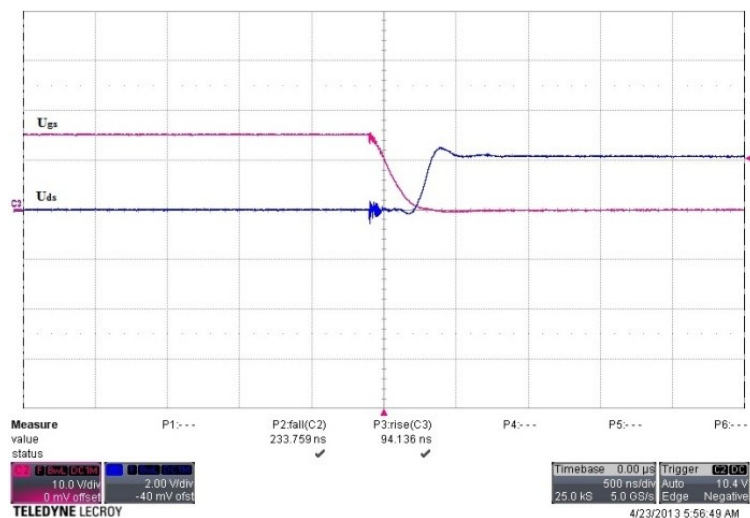
Zde je patrné sepnutí tranzistoru až při hodnotě $U_{ds}=0,6$ V. To je způsobeno bipolárním tranzistorem. IGBT tranzistor je vlastně spojení bipolárního tranzistoru a unipolárního. S toho plyne, že od sepnutí se bude tranzistor v následujících charakteristikách chovat jako MOSFET. Pro sepnutí ale neslouží jako u bipolárního tranzistoru hodna proudu I_b , ale je ovládán napětím U_{ge} . Po rychlém nárustu proudu I_d součástka přechází do aktivní (lineární) oblasti.

8.5. Dynamické charakteristiky Si MOSFET tranzistoru



Obr. 48: Průběh zapínání Si Mosfet tranzistoru IRF540N- modrá křivka je (napětí drain-source);červená představuje (napětí gate-source)

Na Obr. 48 můžeme vidět zapínání Si MOSFET tranzistoru. Při nárůstu napětí U_{gs} , které když dosáhne na hodnotu $U_{gs(th)}$ začne v tranzistoru narůstat kolektorový proud I_d . Když proud I_d dosáhne na svoji maximální hodnotu, tak začne klesat napětí U_{ds} až na hodnotu propustného napětí.



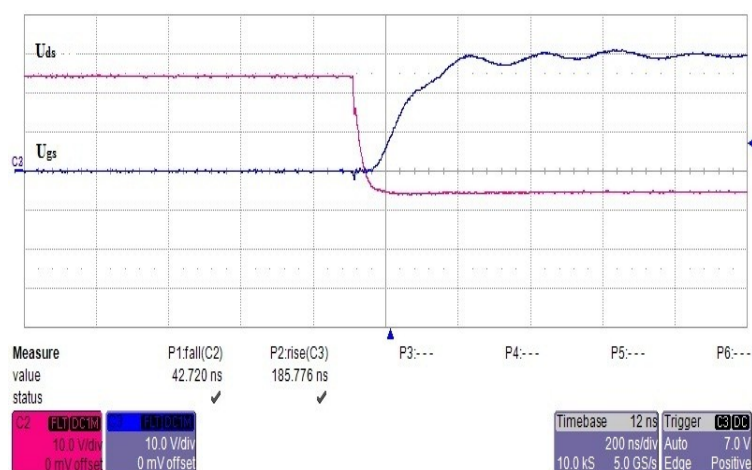
Obr. 49: Průběh vypínání Si Mosfet tranzistoru IRF540N- modrá křivka je (napětí drain-source);červená představuje (napětí gate-source)

Postup při vypínání je opačný než při spínání. Při poklesu řídicího napětí U_{gs} na nulu opět začne narůstat napětí U_{ds} dokud nedosáhne na napětí zdroje. Poté se otevře nulovací dioda, která má za následek pokles proudu I_d v tranzistoru.

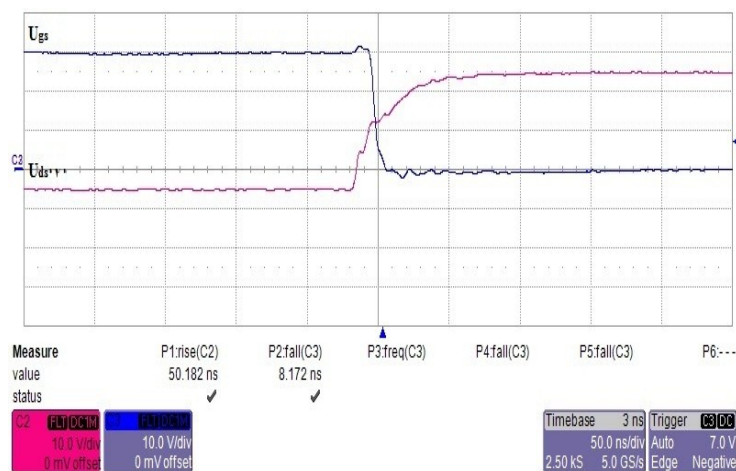
Také je patrná reakce tranzistoru na změnu stavu. Vždy při změně je vidět zakmitání a poté následnou změnu. Při zapínání a vypínání je tohle nežádoucí. U zapínání můžeme vidět velký nárůst

napětí U_{ds} , což je nežádoucí. V příloze D jsou vloženy snímky při větším napětí U_2 , které bylo nastaveno na 4V. Naměřená hodnota času nárustu U_{gs} od 10 k 90% hodnoty je 418,8ns. V katalogovém listu umístěném v příloze D je uvedena hodnota t_r (rise-nárůst) 35ns. Následně u vypínání byla naměřená hodnota t_f (fall-pokles) z 90% na 10% hodnoty U_{gs} za 233,759ns a výrobce uvádí 35ns. Těchto hodnot se nepodařilo dosáhnout. Důvodů může být hned několik. Odchylkami při měření, kabelovým propojením, nestálou teplotou, jinak volenými hodnotami pro měření nebo neudržení konstantních teplot.

8.6. Dynamická charakteristika SiC MOSFET tranzistoru



Obr. 50: Průběh zapínání SiC Mosfet tranzistoru CMF20120D- modrá křivka (napětí gate-source); červená představuje (napětí drain-source)

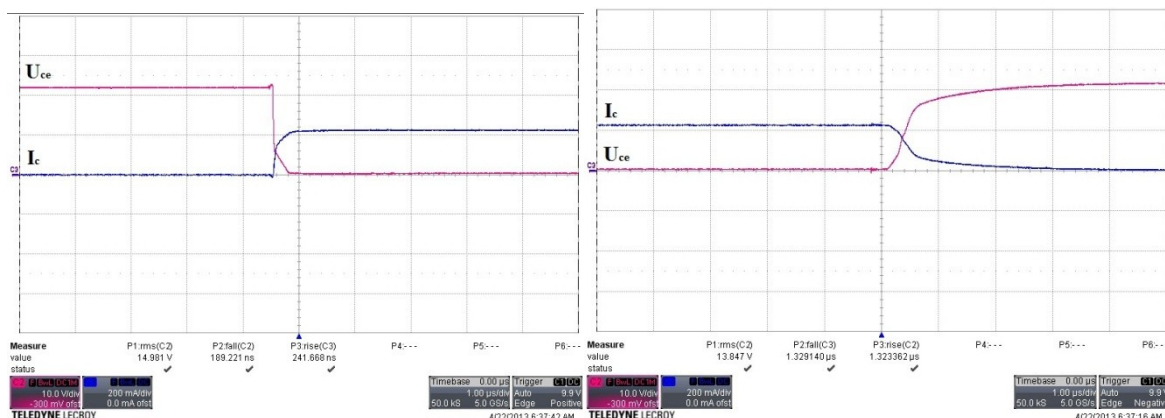


Obr. 51: Průběh vypínání SiC Mosfet tranzistoru CMF20120D- modrá křivka (napětí gate-source); červená představuje (napětí drain-source)

SiC MoSFET tranzistor se chová při zapínání stejně jako klasický křemíkový. Pouze s tím rozdílem, že rychlosti a překmitů by měli být menší než u křemíku. Pokud se podíváme na naměřené dynamické charakteristiky zjistíme, že opravdu u SiC tranzistoru jsou přechody daleko rychlejší s

postupným přechodem. Naměřený čas (t_{fv}) poklesu napětí U_{ds} při spínání je 42,72ns, výrobce uvádí hodnotu $t_{fv}=24$ ns a hodnota času (t_{rv}) nárustu U_{ds} při vypínání je 50,182ns oproti 38ns, které dosáhnul výrobce. Těchto hodnot bylo dosaženo při frekvenci 150Khz. Můžeme si také všimnout téměř neznamenné zakmitání napětí U_{gs} při spínání a vypínání. Tyto zádkmy jsou nežádoucí a je dobře, že se je daří téměř odstranit.

8.7. Dynamické charakteristiky Si IGBT



Obr. 52: Průběh zapínání Si IGBT tranzistoru- modrá křivka (proud na kolektoru); červená představuje (napětí kolektor-emitor)

Obr. 53: Průběh vypínání Si IGBT tranzistoru- modrá křivka (proud na kolektoru); červená představuje (napětí kolektor-emitor)

Na Obr. 52, 53 můžete vidět zapínací a vypínací charakteristiky. U Obr. 52 je červená křivka napětí U_{ds} a modrá proud na I_c . Při zapínání je patrné, že při poklesu U_{ce} začne narůstat proud I_c se zpožděním. Následně je vidět, jak část tranzistoru (bipolární) sepne a napětí klesne. U proudu je patrné, že přesně v bodě kdy tranzistor sepne, začne se ustalovat na hodnotě její příslušné. Vypínací část je, jak si můžete všimnout již bez zlomení průběhů jako u zapínání. Na U_{ce} je patrné počátek vypínání jemným zákmitem a postupným nárůstem. I_c též postupně klesá a na žádném průběhu již není poznat přechod mezi bipolární a unipolární částí.

9. Závěr

Před začátkem psaní práce jsem provedl průzkum trhu, na jehož základě se pak věnuji jednotlivým součástkám. V teoretické části jsou popsány součástky z karbidu křemíku, kde jsou uvedeny jejich konstrukce, vlastnosti a možné použití. Praktická část je zaměřena na modelování a měření statických, dynamických charakteristik tranzistorů.

Z praktického modelování a měření, kdy byly simulovány a měřeny tranzistory typu SiC Mosfet, Si Mosfet a následně i Si IGBT byly zjištěny statické charakteristiky. Hlavně u SiC a Si Mosfetu je zjevná výhoda SiC, kdy charakteristiky postupně rostou v závislosti zvedání U_{ds} a následném nárůstu I_d . Pokud se podíváme na Obr. 41, 47 je na nich patrné zlomení, který nastane při nasycení součástky. Oproti Si je u SiC Mosfet tranzistoru nárůst pozvolný bez zlomení až do svého maxima. Součástka typu IGBT zde byla zvolena pro své parametry ($U_{ce}=1200V$, $I_c=24A$, $T_j=175^\circ C$). Tyto hodnoty se nejlépe shodovaly s SiC tranzistorem a přitom cena IGBT byla 10x menší. Na změřených charakteristikách lze vidět patrný rozdíl v konstrukci, kdy IGBT součástka se začne otevírat při hodnotě 0,6V to je způsobeno bipolární částí tranzistorů, následně se chová jako Si Mosfet. Při hodnocení dynamických charakteristik Si a SiC Mosfet tranzistorů je patrná reakce tranzistorů na přechod do zapnutého nebo vypnutého stavu. Si tranzistor na počátku této změny vždy výrazně zakmitá, což je nežádoucí. Nýbrž SiC tranzistor postupně mění svůj stav bez nežádoucího zákmitu. Což určitě patří k výhodám SiC prvků. U Si IGBT tranzistoru je patrný rozdíl charakteristiky zapínání, kdy v první části reaguje bipolární část, a poté nastává postupné sepnutí tranzistoru. Při posuzování naměřených hodnot, lze vyvodit, že výrobci provádí měření za stálých podmínek, tzn. udržují konstantní teplotu, eliminují ztráty při propojování s měřicími přístroji a následně používají k měření přesnější zařízení. Hodnoty v této práci se díky těmto rozdílům liší, ale pro porovnání jsou dostatečně vypovídající. U dynamických charakteristik jsou časy pomalejší z již zmíněných důvodů.

Součástky karbidu křemíku mají velký potenciál, díky svým vlastnostem, nahradit používané křemíkové součástky. Naneštěstí firmy vyvíjející součástky s karbidu křemíku se musejí stále potýkat s problémy při výrobě. Hlavním problémem rozšíření těchto součástek je jejich cena. Ta je vysoká z důvodu náročnosti na výrobu, kdy musí být součástka vyrobena bez defektů ve struktuře. Do nevýhod těchto součástek určitě patří jejich náročnost na výrobu. Výrobci musejí mít dokonalý proces výroby, kdy jen malý defekt ve struktuře součástky má za následek její nefunkčnost. Dalším problémem je zapouzdření těchto součástek. Stávající zapouzdření Si součástek bylo nevyhovující a muselo být přepracováno pro potřeby SiC prvků. To se odráží na cenách, které jsou díky tomu vysoké a určitý vliv na to má i počet firem zabývajících se vývojem a výrobou. Mezi největší hráče na trhu s SiC součástkami patří Cree, Infineon a další. Ostatní výrobci, kteří vyrábí součástky z křemíku se snaží vyvíjet stále modernější křemíkové součástky, aby byly konkurence schopní s karbidem křemíku. Proto vznikají součástky jako CoolMosfet, Trench IGBT a další. Součástky na bázi karbidu křemíku mají, ale řadu výhod oproti klasickým křemíkovým součástkám. Nové složení v součástkách dovoluje jejich rychlejší přepínání a daleko lepší charakteristiky s eliminací nežádoucích jevů. Mezi výhody patří určitě možnost práce při vysokých teplotách kolem $200^\circ C$. Díky tomu se mohou součástky využívat ve vojenském a případně kosmickém průmyslu. Následný vývoj dovolil již komerční využití a snížil cenu.

10. Seznam použité literatury

- [1] Richmond, J.: Hard-Switched Silicon IGBTs? Cut Switching Losses in Half with Silicon Carbide Schottky diodes [PDF], CREE, 2003-2006
- [2] KŘEČEK, T.: Součástky na bázi SiC [PDF], Katedra elektroniky, VŠB-TU, 2007
- [3] SHUR, M.; RUMYANTSEV, S.; LEVINSHTEIN, M.: SiC Materials and Devices: Volume 1 [PDF], World Scientific Publishing, London, 2006
- [4] BENDA, V.; PAPEŽ, V.: Komponenty výkonové elektroniky, 2006
- [5] High Performance, Ultra High Voltage 4H-SiC IGBTs, IEEE, 2012
- [6] S. Round, M. Heldwein, J. Kolar, et al.: A SiC JFET Driver for a 5 kW, 150 kHz Three-Phase Sinusoidal-Input, Sinusoidal-Output PWM Converter, IEEE, 2012
- [7] Singh, R.; Richmond, J.: SiC Power Schottky Diodes in Power-Factor Correction Circuits
- [8] FRIEDRICHS, P. et al.: Application oriented unipolar switching SiC Devices [PDF], SiCED, 2001
- [9] SHUR, M.; RUMYANTSEV, S.; LEVINSHTEIN, M.: SiC Materials and Devices: Volume 2 [PDF], World Scientific Publishing, London, 2007
- [10] Černík, M.: Výkonové polovodiče spínače a výkonová elektronika, TUL, 2008
- [11] <http://www.chipworks.com/blog/technologyblog/2012/03/05/inside-crees-sic-power-mosfet/>, [Online] [Citace 15.1.2013]
- [12] <http://www.cree.com/power/products/1200v-sic-mosfet-packaged/packaged/~media/Files/Cree/Power/Data%20Sheets/CMF20120D.pdf> [Online] [Citace 5.5.2013] <http://www.cree.com/>
- [13] <http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/ayalew/node20.html> [Online] [Citace 5.5.2013] <http://www.iue.tuwien.ac.at>
- [14] <http://fb6www.upb.de/ag/ag-greulich/sic-basic.html> [Online] [Citace 15.1.2013] <http://fb6www.upb.de>
- [15] http://www.unimuenster.de/Physik.PI/Zacharias/en/research/organic_layers/inverse_photoemission/inverse_photoemission.html [Online] [Citace 5.5.2013] <http://www.unimuenster.de>
- [16] <http://www.matnet.sav.sk/index.php?ID=400#A> [Online] [Citace: 2. 5 2013] <http://www.matnet.sav.sk>

[17]S.B.Bayne,Member, C.W Tipton,T.Griffin:Inductive Switching of 4H-SiC Gate Turn-Off Thyristors,IEEE

11. Seznam příloh

Příloha A	Tabulky naměřených hodnot CMF20120D
Příloha B	Tabulky naměřených hodnot IKW25N120T2
Příloha C	Tabulky naměřených hodnot IRF540N
Příloha D	Obrázky průběhů dynamických charakteristik
Příloha E	Katalogový list CMF20120D
Příloha F	Katalogový list IKW25N120T2
Příloha G	Katalogový list IRF540N

Příloha A

Tabulky naměřených hodnot CMF20120D

$U_{gs}=10V$	
U_{ds}	I_d
0,14968	0,82
0,17736	0,96
0,20039	1,08
0,2945	1,54
0,402	2,02
0,4948	2,42
0,5331	2,58
0,5842	2,8
0,6426	3,05
0,7053	3,25
0,7465	3,45
0,79222	3,6
0,8467	3,8
0,882	3,95
0,945	4,2
1,009	4,4
1,0474	4,55
1,108	4,75
1,1476	4,9
1,208	5,13
1,2527	5,3
1,303	5,5
1,3531	5,65
1,4036	5,85
1,4594	6,05
1,5576	6,4
1,6025	6,6
1,6538	6,75
1,7048	6,95
1,7558	7,17
1,8073	7,35
1,8433	7,7
1,966	8,2
2,0024	8,4

U_{ds}	I_d
2,1534	8,9
2,2027	9,1
2,3001	9,5
2,4073	9,9
2,5043	10,3
2,6023	10,7
2,7104	11,2
2,8	11,5
2,9065	12,1
3,0023	12,5
3,1033	13
3,21	13,5
3,3039	13,9
3,4021	14,6
3,504	15
3,785	15,24
3,9068	15,87
4,01	16,37
4,1052	16,88
4,2	17,36
4,31	17,9
4,4051	18,44
4,7	20
4,906	21
5,0255	21,66
5,208	22,58
5,408	23,44
5,602	24,2
5,806	24,95
6,0044	25,51
6,203	26,14
6,407	26,61
6,876	27,3
7,0219	27,63

U_{ds}	I_d
7,243	27,95
7,405	28,14
7,6248	28,13
7,81	28,13
8,0178	28,13
8,305	28,13
8,537	28,13
8,707	28,13
8,967	28,13
9,525	28,13

U_{gs}=14V	
U_{ds}	I_d
0,129	0,92
0,3073	2,16
0,3565	2,48
0,406	2,8
0,4609	3,45
0,5153	3,8
0,5369	3,95
0,5707	4,15
0,673	4,4
0,7074	5,05
0,7415	5,25
0,7745	5,475
0,8013	5,6
0,8506	5,95
0,905	6,3
0,9653	6,65
1,0053	6,9
1,1036	7,5
1,2025	8,1
1,3096	8,8
1,4023	9,3
1,506	9,95
1,6028	10,5
1,7025	11,1
1,8062	11,7
1,9048	12,3
2,0015	12,9
2,1153	13,6
2,208	15,5
2,412	17,9
2,5095	18,62
2,6154	19,37
2,707	20,01
2,8037	22,02

U_{ds}	I_d
2,9019	22,62
3,0053	23,28
3,113	23,92
3,2036	24,53
3,3326	25,3
3,506	26,28
3,6104	26,87
3,714	27,42
3,9201	28,32
4,042	28,32
4,2067	28,32
4,3075	28,32
4,4575	28,32
4,6646	28,32
4,8169	28,32
4,912	28,32
5,156	28,32
5,959	28,32
6,2129	28,32

U_{gs}=16V	
U_{ds}	I_d
0,1623	1,5
0,2489	2,3
0,3089	2,85
0,457	3,7
0,4458	4,05
0,4923	4,45
0,5269	4,75
0,582	5,2
0,6213	5,55
0,6554	5,8
0,6996	6,2
0,7216	6,35
0,7693	6,75
0,8034	7
0,8823	7,9
0,9069	8,2
0,9469	8,6
1,00006	9,1
1,1214	10,1
1,2061	10,8
1,252	11,1
1,3395	11,8
1,4043	12,4
1,5098	13,2
1,6013	14
1,7084	15,8
1,803	16,6
1,859	17,51
1,9307	17,85
2,0096	18,5
2,109	19,11
2,206	19,89
2,3145	20,78
2,408	21,55

U_{ds}	I_d
2,509	22,27
2,602	23,27
2,709	23,07
2,806	23,75
2,902	24,44
3,016	25,43
3,12	26,06
3,2236	26,82
3,3207	27,47
3,599	28,1
3,7026	28,34
3,825	28,3
3,9643	28,3
4,0606	28,3
4,1109	28,3
4,202	28,3
4,5223	28,3
4,9335	28,3

U_{gs}=20V	
U_{ds}	I_d
0,1365	1,2
0,1853	1,6
0,2163	1,9
0,2578	2,3
0,2801	2,6
0,30187	2,7
0,3688	3,5
0,409	3,9
0,454	4,5
0,5026	5,1
0,547	5,5
0,5967	6
0,6602	7,1
0,7026	7,5
0,7593	8,1
0,8104	8,7
0,8676	9,2
0,9026	9,6
0,9286	9,9
0,9756	10,4
1,0108	10,7
1,10807	11,7
1,2144	12,8
1,2495	13,1
1,301	13,6
1,382	14,4
1,4344	15,5
1,4703	19,3
1,509	19,7
1,533	19,95
1,6088	20,57
1,672	21,33
1,7149	21,71
1,7823	22,24

U_{ds}	I_d
1,8334	22,6
1,918	23,05
2,0089	23,82
2,1886	25,44
2,2161	25,74
2,3111	26,48
2,41142	27,3
2,5071	28,01
2,6195	28,28
2,7144	28,28
2,803	28,28
3,0812	28,28
3,1721	28,28
3,4274	28,28
3,544	28,28

Příloha B

Tabulky naměřených hodnot IKW25N120T2

$U_{ge}=7,5V$	
U_{ce}	I_d
0,61	0,217
0,6653	0,218
0,7013	0,218
0,7533	0,33
0,8085	0,52
0,8574	0,762
0,906	1,01
0,9238	1,117
0,9385	1,181
0,977	1,418
1,006	1,52
1,096	2,01
1,124	2,18
1,2042	2,38
1,253	2,51
1,3	2,6
1,4066	2,71
1,807	2,8
1,61	2,85
1,812	2,92
2,01	2,98
2,409	3,04
2,895	3,158
3,352	3,25
3,477	3,32
4,037	3,48

$U_{ge}=8V$	
U_{ce}	I_d
0,758	0,222
0,805	0,605
0,8356	0,785
0,8485	0,88
0,8763	1,06
0,9036	1,295
0,9225	1,39
0,947	1,598
0,98	1,96
1,003	2,042
1,034	2,34
1,066	2,61
1,105	2,95
1,105	3,15
1,128	3,61
1,1836	3,92
1,231	4,39
1,282	4,72
1,336	5,01
1,324	5,2
1,4187	5,59
1,488	5,8
1,56	6,25
1,675	6,35
1,709	6,5
1,772	6,6
1,827	6,7
1,891	6,87
2,022	6,95
2,107	7,1
2,168	7,14
2,414	7,21
2,52	7,25
2,66	7,36

U_{ce}	I_d
2,901	7,42
3,104	7,51
3,39	7,61
3,63	7,77
3,85	7,8
4,01	7,81

U_{ge}=9V	
U_{ce}	I_d
0,7092	0,217
0,7495	0,32
0,8028	0,598
0,812	0,677
0,8288	0,754
0,8336	0,812
0,849	0,912
0,885	1,21
0,9002	1,34
0,9406	1,76
0,9965	2,35
1,0238	2,67
1,0553	3,04
1,1037	3,62
1,1475	4,17
1,1998	4,69
1,232	5,16
1,255	5,46
1,293	5,93
1,355	6,64
1,412	7,23
1,469	7,82
1,52	8,36
1,604	9,27
1,704	10,23
1,747	10,64
1,8153	11,23
1,9097	11,98
2,0249	12,75
2,1189	13,26
2,1625	13,48
2,216	13,75
2,335	14,24
2,452	14,6

U_{ce}	I_d
2,566	14,87
2,708	15,14
2,811	15,28
2,946	15,44
3,069	15,55
3,116	15,6
3,28	15,68
3,73	15,86

U_{ge}=10V	
U_{ce}	I_d
0,712	0,25
0,7645	0,442
0,7995	0,693
0,8215	0,792
0,8443	0,987
0,8745	1,23
0,8862	1,37
0,9086	1,6
0,9305	1,91
0,9495	2,04
0,971	2,31
1,0037	2,71
1,0548	3,44
1,109	4,15
1,227	5,69
1,301	6,9
1,35	7,52
1,409	8,3
1,4434	8,77
1,516	9,78
1,578	10,67
1,63	11,31
1,7037	12,2
1,7475	12,7
1,793	13,27
1,8319	13,62
1,889	14,28
1,92	14,62
2,042	15,84
2,131	16,68
2,235	17,5
2,32	18,07
2,4609	19,07
2,5493	19,56

U_{ce}	I_d
2,7111	20,47
2,948	21,28
3,117	21,97
3,29	22,47
3,445	22,75
3,566	21,87
3,943	23,4
4,041	23,45

U_{ge}=11V	
U_{ce}	I_d
0,7004	0,32
0,7219	0,391
0,771	0,66
0,797	0,88
0,828	1,13
0,8429	1,274
0,858	1,51
0,904	1,975
0,9177	2,127
0,9534	2,67
1,0215	3,59
1,077	4,42
1,105	4,92
1,1302	5,35
1,1753	6,05
1,227	6,91
1,2846	7,85
1,346	8,89
1,404	9,78
1,477	10,95
1,498	11,31
1,528	11,77
1,649	13,57
1,776	15,38
1,866	16,5
1,975	17,78
2,064	18,72
2,162	19,6
2,253	20,41
2,386	21,64
2,57	23,5
2,725	24,7
2,819	25,52
3,019	27,15
3,276	28,18
3,538	29,08

U_{ge}=13V	
U_{ce}	I_d
0,757	0,585
0,775	0,66
0,8037	0,905
0,85	1,377
0,8778	1,7
0,9022	1,95
0,9223	2,31
0,952	2,75
0,98	3,2
1,005	3,6
1,0197	3,87
1,055	4,49
1,0884	5,09
1,133	5,96
1,1964	7,1
1,2384	7,91
1,3236	9,57
1,398	11,04
1,415	11,9
1,488	12,75
1,554	13,83
1,5884	14,47
1,635	15,23
1,698	16,28
1,765	17,3
1,8028	17,88
1,832	18,33
1,891	19,23
1,959	20,13
2,0428	21,22
2,242	24,5
2,329	25,38
2,416	26,24
2,496	27,11
2,634	28,42
2,734	29,15

Příloha C

Tabulky naměřených hodnot IRF540N

$U_{gs}=5V$	
U_{ds}	I_d
0,119	0,85
0,208	1,55
0,285	2,17
0,334	2,53
0,359	2,75
0,413	3,17
0,466	3,58
0,516	3,92
0,5745	4,31
0,6549	4,82
0,705	5,17
0,8125	5,91
0,905	6,49
0,969	6,9
1,002	7,07
1,176	7,96
1,245	8,26
1,323	8,56
1,423	9,02
1,579	9,55
1,65	9,78
1,739	10,01
1,915	10,38
2,158	10,82
2,31	11,07
2,53	11,43
2,821	11,83
3	12,079
3,264	12,47
3,535	12,88
3,693	13,1
4	13,59

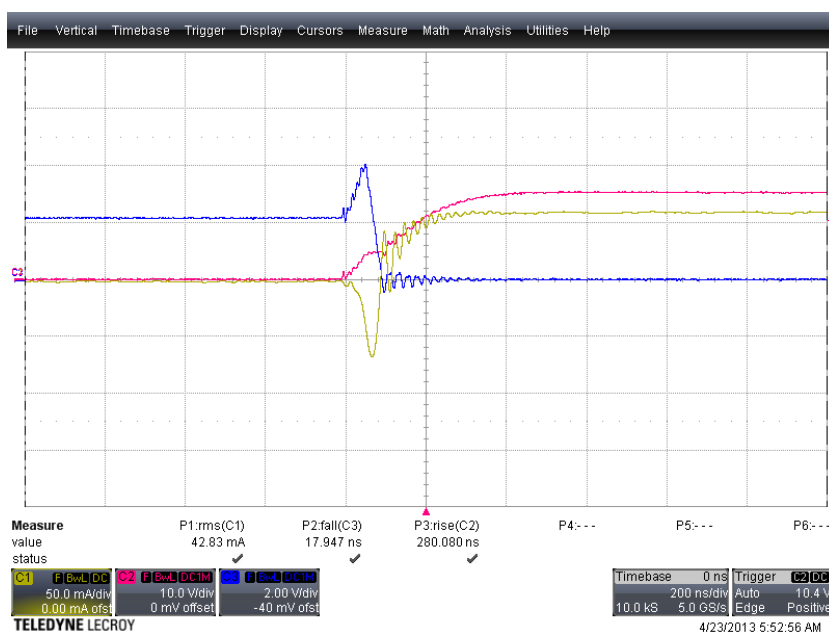
$U_{gs}=7V$	
U_{ds}	I_d
0,13	1
0,2445	1,935
0,3276	2,67
0,3877	3,17
0,453	3,72
0,537	4,35
0,592	4,77
0,682	5,47
0,751	6,02
0,849	6,78
0,997	7,89
1,093	8,45
1,1454	8,81
1,256	9,61
1,396	10,53
1,508	11,2
1,6026	11,65
1,713	12,26
1,811	12,75
1,911	13,233
2,037	13,84
2,161	14,41
2,259	14,74
2,404	15,27
2,727	16,121
2,864	16,51
3,126	17,37
3,238	17,56
3,659	18,62

$U_{gs}=9V$	
U_{ds}	I_d
0,2033	1,58
0,2751	2,211
0,356	2,84
0,4049	3,27
0,461	3,74
0,5662	4,62
0,6492	5,33
0,7421	6,02
0,8313	6,78
1,0504	8,421
1,159	9,02
1,246	9,556
1,3747	10,43
1,544	11,522
1,6317	11,92
1,7495	12,56
1,877	13,22
1,9928	13,78
2,0848	14,15
2,2256	14,85
2,369	15,41
2,537	15,99
2,659	16,41
3,157	18,22
3,299	18,44
3,494	18,77
3,716	19,1

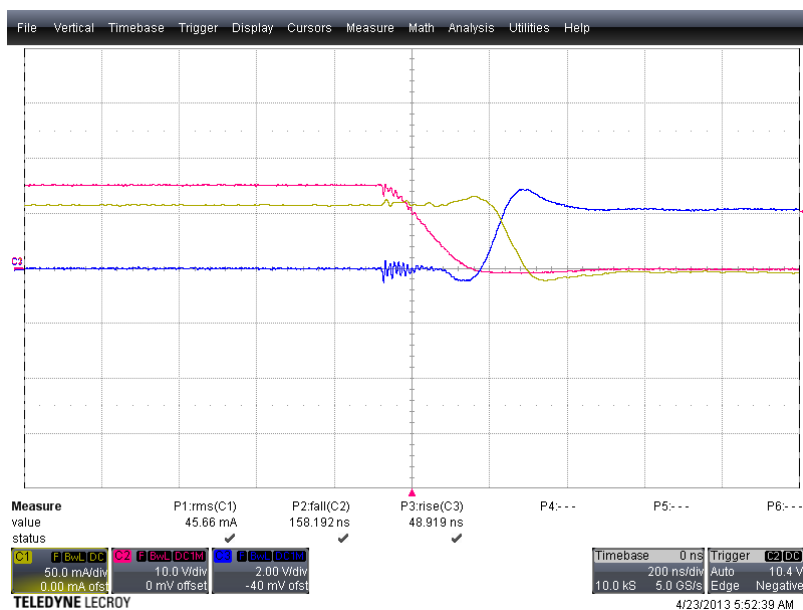
U_{gs}=10V	
U_{ds}	I_d
0,271	2,1
0,347	2,69
0,426	3,37
0,5069	4,09
0,643	5,24
0,7415	6,03
0,8455	6,91
0,904	7,32
1,03	8,21
1,155	9,01
1,268	9,83
1,396	10,59
1,499	11,26
1,561	11,5
1,708	12,52
1,856	13,31
1,977	14,01
2,106	14,62
2,264	15,22
2,437	15,86
2,581	16,33
2,763	16,92
2,917	17,44
3,059	17,92
3,205	18,33
3,327	18,5
3,43	18,77
3,522	18,96
3,72	19,22
3,924	19,63
4,03	19,7

Příloha D

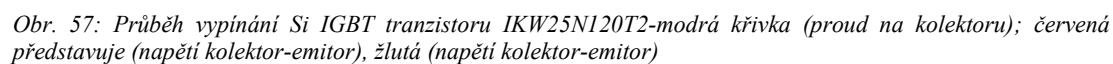
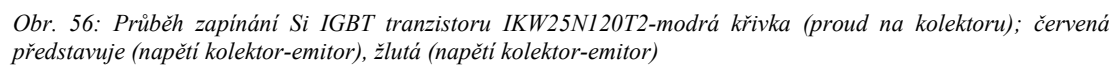
Obrázky průběhů dynamických charakteristik



Obr. 54: Průběh zapínání Si Mosfet tranzistoru IRF640N - modrá křivka je (napětí drain-source); červená představuje (napětí gate-source), žlutá (proud I_d)



Obr. 55: Průběh vypínání Si Mosfet tranzistoru IRF640N - modrá křivka je (napětí drain-source); červená představuje (napětí gate-source), žlutá (proud I_d)



Příloha E

Katalogový list CMF20120D



CMF20120D-Silicon Carbide Power MOSFET

Z-FET™ MOSFET

N-Channel Enhancement Mode

V_{DS}	1200 V
$I_{D(MAX)}$	42 A
$R_{DS(on)}$	80mΩ

Features

- High Speed Switching with Low Capacitances
- High Blocking Voltage with Low $R_{DS(on)}$
- Easy to Parallel and Simple to Drive
- Avalanche Ruggedness
- Resistant to Latch-Up
- Halogen Free, RoHS Compliant

Benefits

- Higher System Efficiency
- Reduced Cooling Requirements
- Increased System Switching Frequency

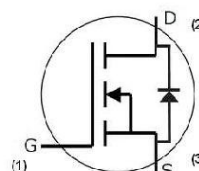
Applications

- Solar Inverters
- High Voltage DC/DC Converters
- Motor Drives
- Switch Mode Power Supplies
- UPS

Package



TO-247-3



Part Number	Package
CMF20120D	TO-247-3

Maximum Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
I_D	Continuous Drain Current	42	A	$V_{GS}@20V, T_c = 25^\circ\text{C}$	Fig. 10
		24		$V_{GS}@20V, T_c = 100^\circ\text{C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	90	A	Pulse width t_p limited by T_{jmax} $T_c = 25^\circ\text{C}$	
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy	2.2	J	$I_D = 20A, V_{DD} = 50 V,$ $L = 9.5 mH$	Fig. 15
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy	1.5	J	t_{AR} limited by T_{jmax}	
I_{AR}	Repetitive Avalanche Current	20	A	$I_D = 20A, V_{DD} = 50 V, L = 3 mH$ t_{AR} limited by T_{jmax}	
V_{GS}	Gate Source Voltage	-5/+25	V		
P_{tot}	Power Dissipation	215	W	$T_c=25^\circ\text{C}$	Fig. 9
T_j, T_{stg}	Operating Junction and Storage Temperature	-55 to +135	$^\circ\text{C}$		
T_L	Solder Temperature	260	$^\circ\text{C}$	1.6mm (0.063") from case for 10s	
M_d	Mounting Torque	1 8.8	Nm lbf-in	M3 or 6-32 screw	



Electrical Characteristics (T_c = 25°C unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V _{(BR)DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	1200			V	V _{GS} = 0V, I _D = 100μA	
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage		2.65	4	V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1mA	Fig. 11
			3.2	4.8		V _{DS} = V _{GS} , I _D = 10mA	
			2.0		V	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1mA, T _J = 135°C	
			2.45			V _{DS} = V _{GS} , I _D = 10mA, T _J = 135°C	
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		1	100	μA	V _{DS} = 1200V, V _{GS} = 0V	
			10	250		V _{DS} = 1200V, V _{GS} = 0V, T _J = 135°C	
I _{GSS}	Gate-Source Leakage Current			0.25	μA	V _{GS} = 20V, V _{DS} = 0V	
R _{DS(on)}	Drain-Source On-State Resistance		80	100	mΩ	V _{GS} = 20V, I _D = 20A	Fig. 3
			95	120		V _{GS} = 20V, I _D = 20A, T _J = 135°C	
g _{fs}	Transconductance		7.9		S	V _{DS} = 20V, I _{DSS} = 20A	Fig. 6
			7.4			V _{DS} = 20V, I _{DSS} = 20A, T _J = 135°C	
C _{iss}	Input Capacitance		1915		pF	V _{GS} = 0V	Fig. 13
C _{oss}	Output Capacitance		120			V _{DS} = 800V	
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance		13			f = 1MHz	
E _{oss}	C _{oss} Stored Energy		62		μJ	V _{AC} = 25mV	Fig. 14
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time		13		ns	V _{DD} = 800V, V _{GS} = 0/20V	Fig. 17
t _f	Fall Time		24			I _D = 20A	
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time		40			R _{G(ext)} = 2.5Ω, R _L = 40Ω	
t _{rv}	Rise Time		38			Timing relative to V _{DS}	
R _g	Internal Gate Resistance		5		Ω	f = 1MHz, V _{AC} = 25mV	

Built-in SiC Body Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V _{SD}	Diode Forward Voltage	3.5		V	V _{GS} = -5V, I _F = 10A, T _J = 25°C	
		3.1			V _{GS} = -2V, I _F = 10A, T _J = 25°C	
t _{rr}	Reverse Recovery Time	220		ns	V _{GS} = -5V, I _F = 20A, T _J = 25°C V _R = 800V, di/dt = 100A/μs	Fig. 22
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	142		nC		
I _{rrm}	Peak Reverse Recovery Current	2.3		A		

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
R _{θJC}	Thermal Resistance from Junction to Case	0.44	0.51	K/W		Fig. 7
R _{θCS}	Case to Sink, w/ Thermal Compound	0.25				
R _{θJA}	Thermal Resistance From Junction to Ambient		40			

Gate Charge Characteristics

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
Q _{gs}	Gate to Source Charge	23.8		nC	V _{DD} = 800V, V _{GS} = 0/20V I _D = 20A Per JEDEC24 pg 27	Fig. 12
Q _{gd}	Gate to Drain Charge	43.1				
Q _g	Gate Charge Total	90.8				



Typical Performance

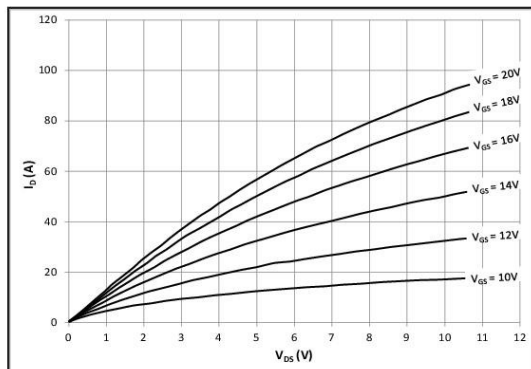


Figure 1. Typical Output Characteristics $T_j = 25^\circ\text{C}$

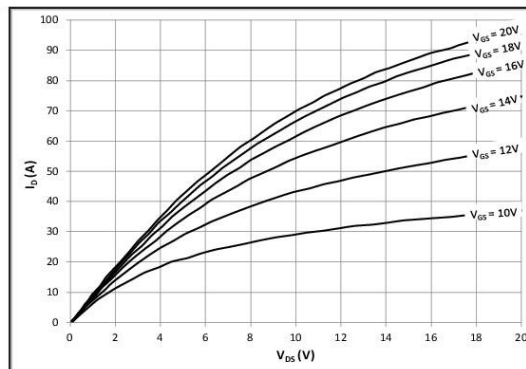


Figure 2. Typical Output Characteristics $T_j = 135^\circ\text{C}$

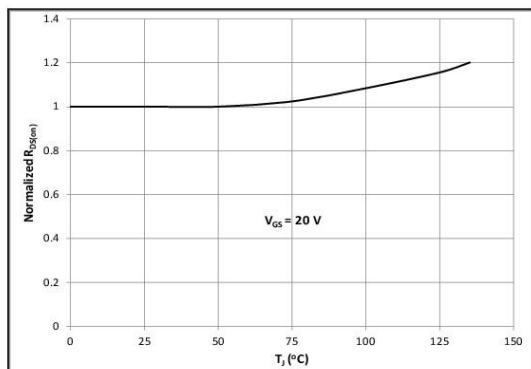


Figure 3. Normalized On-Resistance vs. Temperature

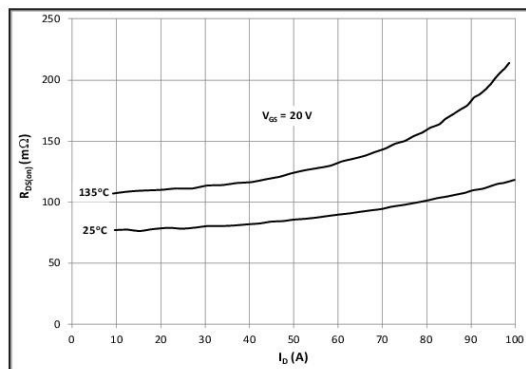


Figure 4. On-Resistance vs. Drain Current

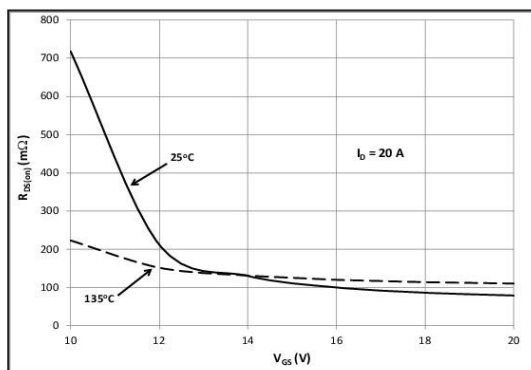


Figure 5. On-Resistance vs. Gate Voltage

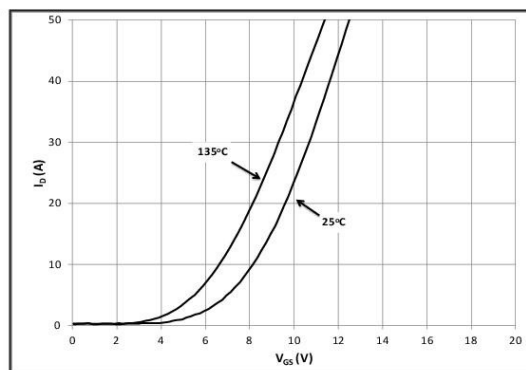


Figure 6. Typical Transfer Characteristics



Typical Performance

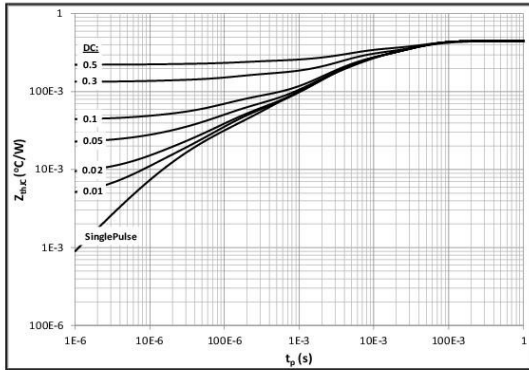


Figure 7. Transient Thermal Impedance (Junction - Case) with Duty Cycle

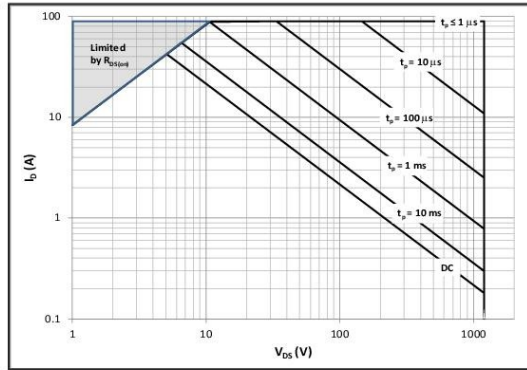


Figure 8. Safe Operating Area

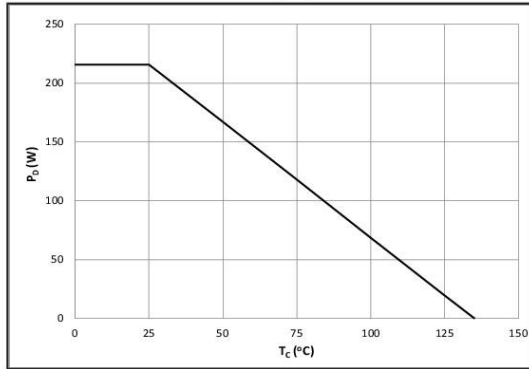


Figure 9. Power Dissipation Derating Curve

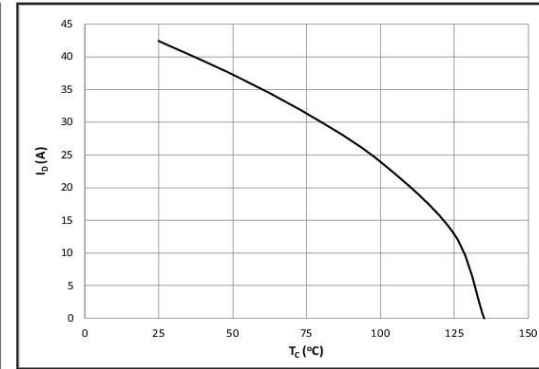


Figure 10. Continuous Current Derating Curve

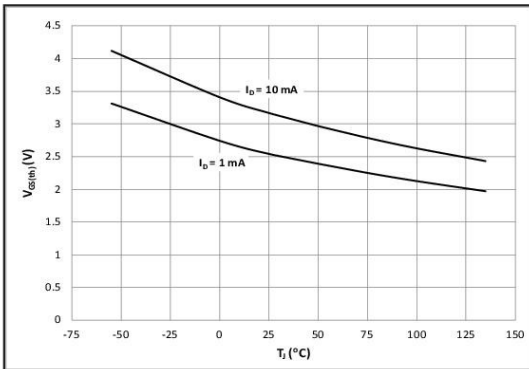


Figure 11. Gate Threshold Voltage vs. Temperature

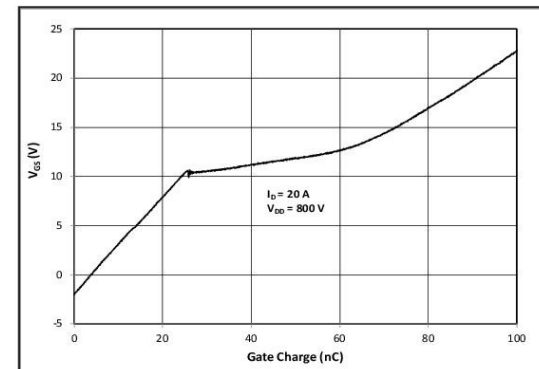


Figure 12. Typical Gate Charge Characteristics (25°C)



Typical Performance

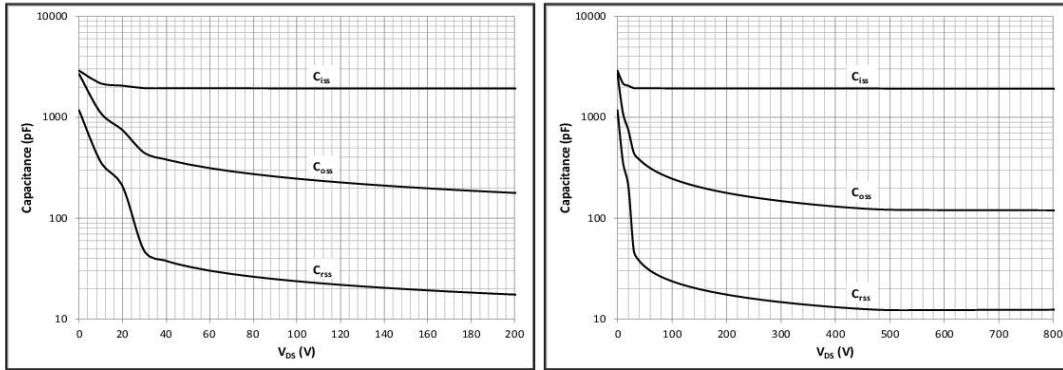


Figure 13A and 13B. Typical Capacitances vs. Drain Voltage at $V_{GS} = 0V$ and $f = 1\text{ MHz}$

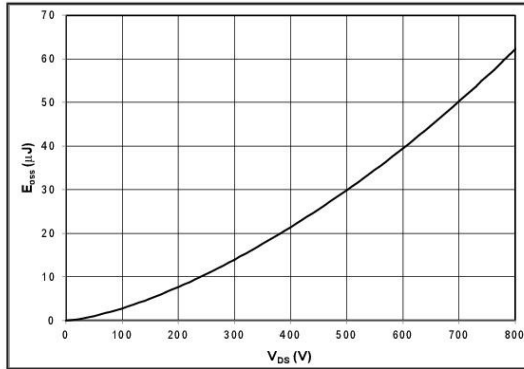


Figure 14. Typical C_{oss} Stored Energy

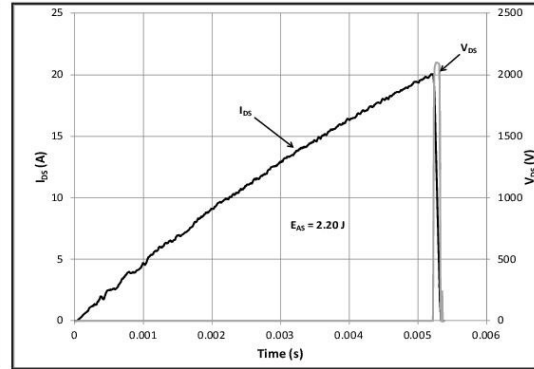


Figure 15. Typical Unclamped Inductive Switching Waveforms Showing Avalanche Capability

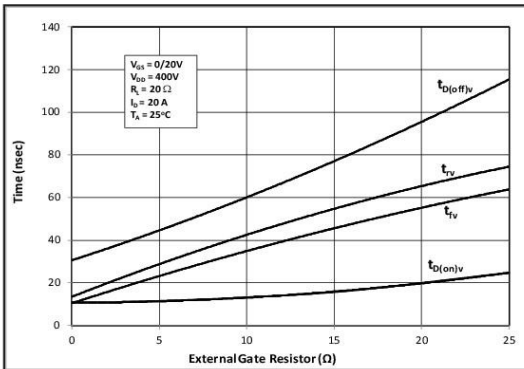


Figure 16. Resistive Switching Times vs. External R_G at $V_{DD} = 400V$, $I_D = 20A$

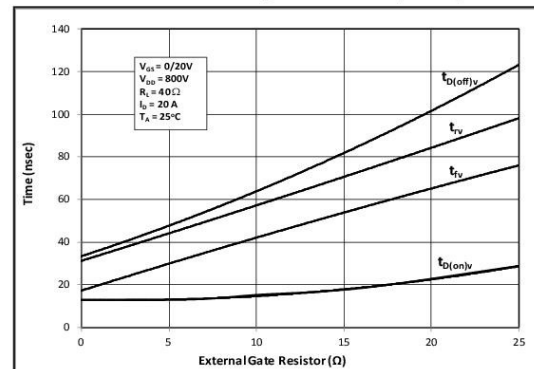


Figure 17. Resistive Switching Times vs. External R_G at $V_{DD} = 800V$, $I_D = 20A$



Typical Performance

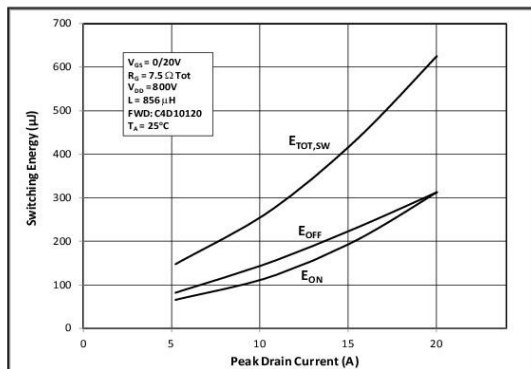


Figure 18. Clamped Inductive Switching Energy vs. Drain Current (Fig. 20)

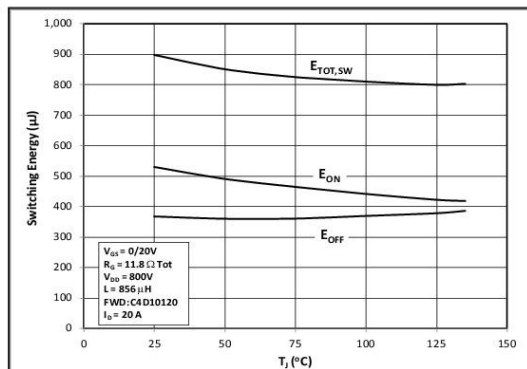


Figure 19. Clamped Inductive Switching Energy vs. Junction Temperature (Fig. 20)

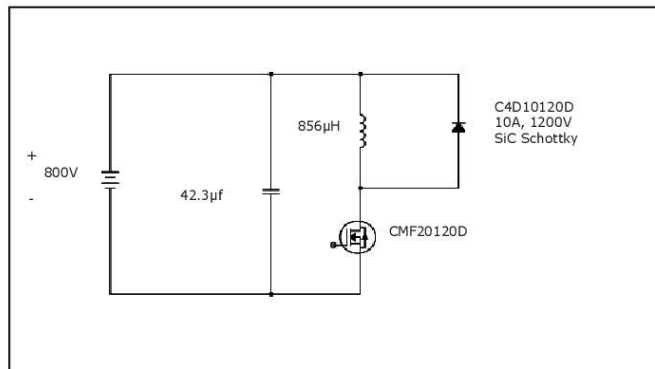


Figure 20. Clamped Inductive Switching Waveform Test Circuit

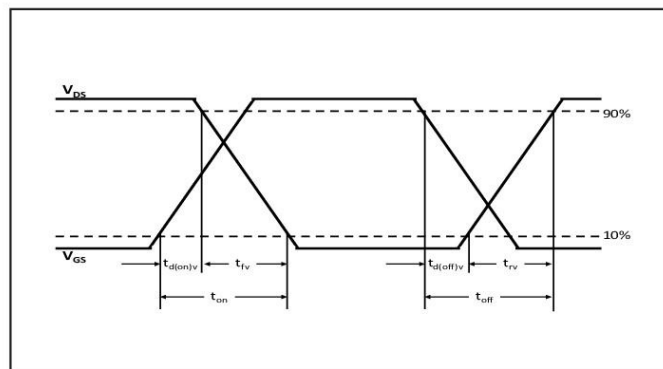


Figure 21. Switching Test Waveforms for Transition times



Test Circuit Diagrams and Waveforms

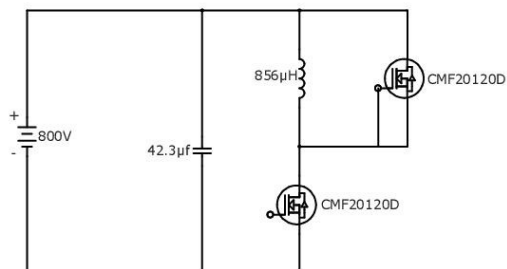


Fig 22. Body Diode Recovery Test

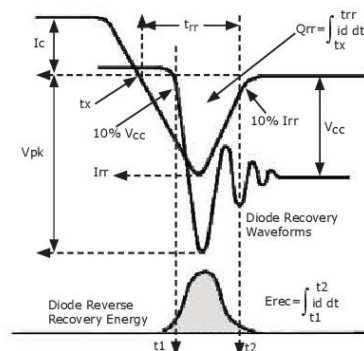


Fig 23. Body Diode Recovery Waveform

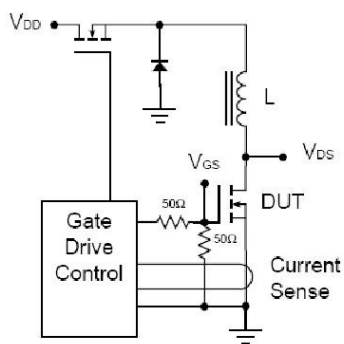


Fig 24. Unclamped Inductive Switching Test Circuit

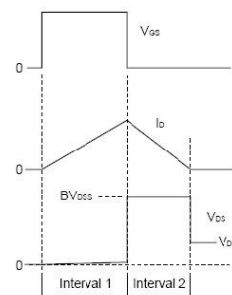


Fig 25. Unclamped Inductive switching waveform for Avalanche Energy

ESD Ratings

ESD Test	Total Devices Sampled	Resulting Classification
ESD-HBM	All Devices Passed 1000V	2 (>2000V)
ESD-MM	All Devices Passed 400V	C (>400V)
ESD-CDM	All Devices Passed 1000V	IV (>1000V)

Příloha F

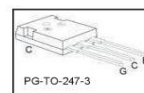
Katalogový list IKW25N120T2



IKW25N120T2
TrenchStop® 2nd generation Series

Low Loss DuoPack : IGBT in 2nd generation **TrenchStop®**
with soft, fast recovery anti-parallel EmCon diode

- Short circuit withstand time – 10μs
- Designed for :
 - Frequency Converters
 - Uninterrupted Power Supply
- **TrenchStop®** 2nd generation for 1200 V applications offers :
 - very tight parameter distribution
 - high ruggedness, temperature stable behavior
- Easy paralleling capability due to positive temperature coefficient in $V_{CE(sat)}$
- Low EMI
- Low Gate Charge
- Very soft, fast recovery anti-parallel EmCon HE diode
- Qualified according to JEDEC¹ for target applications
- Pb-free lead plating; RoHS compliant



Complete product spectrum and PSpice Models : <http://www.infineon.com/igbt/>

Type	V_{CE}	I_C	$V_{CE(sat)}, T_J=25^\circ\text{C}$	$T_{j,max}$	Marking Code	Package
IKW25N120T2	1200V	25A	1.7V	175°C	K25T1202	PG-TO-247-3

Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	V_{CE}	1200	V
DC collector current ($T_J=150^\circ\text{C}$)	I_C		A
$T_C = 25^\circ\text{C}$		50	
$T_C = 110^\circ\text{C}$		25	
Pulsed collector current, t_p limited by $T_{j,max}$	$I_{C,puls}$	100	
Turn off safe operating area	-	100	
$V_{CE} \leq 1200\text{V}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$			
Diode forward current ($T_J=150^\circ\text{C}$)	I_F		
$T_C = 25^\circ\text{C}$		40	
$T_C = 110^\circ\text{C}$		25	
Diode pulsed current, t_p limited by $T_{j,max}$	$I_{F,puls}$	100	
Gate-emitter voltage	V_{GE}	± 20	V
Short circuit withstand time ²⁾	t_{SC}	10	μs
$V_{GE} = 15\text{V}, V_{CC} \leq 600\text{V}, T_{j, start} \leq 175^\circ\text{C}$			
Power dissipation	P_{tot}	349	W
$T_C = 25^\circ\text{C}$			
Operating junction temperature	T_J	-40...+175	°C
Storage temperature	T_{stg}	-55...+150	
Soldering temperature, 1.6mm (0.063 in.) from case for 10s	-	260	
Wavesoldering only, temperature on leads only			

¹ J-STD-020 and JESD-022

²⁾ Allowed number of short circuits: <1000; time between short circuits: >1s.

Thermal Resistance

Parameter	Symbol	Conditions	Max. Value	Unit
Characteristic				
IGBT thermal resistance, junction – case	R_{thJC}		0.43	K/W
Diode thermal resistance, junction – case	R_{thJD}		0.81	
Thermal resistance, junction – ambient	R_{thJA}		40	

Electrical Characteristic, at $T_j = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
Static Characteristic						
Collector-emitter breakdown voltage	$V_{(BR)CES}$	$V_{GE}=0V, I_C=500\mu A$	1200	-	-	V
Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_{GE} = 15V, I_C=25A$				
		$T_J=25^{\circ}C$	-	1.7	2.2	
		$T_J=150^{\circ}C$	-	2.1	-	
		$T_J=175^{\circ}C$	-	2.2	-	
Diode forward voltage	V_F	$V_{GE}=0V, I_F=25A$				
		$T_J=25^{\circ}C$	-	1.65	2.2	
		$T_J=150^{\circ}C$	-	1.7	-	
		$T_J=175^{\circ}C$	-	1.65	-	
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE(th)}$	$I_C=1.0mA, V_{CE}=V_{GE}$	5.2	5.8	6.4	
Zero gate voltage collector current	I_{CES}	$V_{CE}=1200V, V_{GE}=0V$				mA
		$T_J=25^{\circ}C$	-	-	0.4	
		$T_J=150^{\circ}C$	-	-	4.0	
		$T_J=175^{\circ}C$			20	
Gate-emitter leakage current	I_{GES}	$V_{CE}=0V, V_{GE}=20V$	-	-	200	nA
Transconductance	g_{fs}	$V_{CE}=20V, I_C=25A$	-	13.5	-	S

Dynamic Characteristic

Input capacitance	C_{iss}	$V_{CE}=25V$,	-	1600	-	pF
Output capacitance	C_{oss}	$V_{GE}=0V$,	-	155	-	
Reverse transfer capacitance	C_{rss}	$f=1MHz$	-	90	-	
Gate charge	Q_{Gate}	$V_{CC}=960V$, $I_C=40A$ $V_{GE}=15V$	-	120	-	nC
Internal emitter inductance measured 5mm (0.197 in.) from case	L_E		-	13	-	nH
Short circuit collector current ¹⁾	$I_{C(SC)}$	$V_{GE}=15V$, $t_{SC} \leq 10\mu s$ $V_{CC} = 600V$, $T_{j,start} = 25^\circ C$ $T_{j,start} = 175^\circ C$	-	150 115	-	A

Switching Characteristic, Inductive Load, at $T_j=25^\circ C$

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
IGBT Characteristic						
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_j=25^{\circ}C$,	-	27	-	ns
Rise time	t_r	$V_{CC}=600V, I_C=25A$,	-	20	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{GE}=0/15V$,	-	265	-	
Fall time	t_f	$R_G=16.4\Omega$,	-	95	-	
Turn-on energy	E_{on}	$L_{\sigma^{(2)}}=105nH$,	-	1.55	-	mJ
Turn-off energy	E_{off}	$C_{\sigma^{(2)}}=39pF$ Energy losses include	-	1.35	-	
Total switching energy	E_{ts}	"tail" and diode reverse recovery.	-	2.9	-	
Anti-Parallel Diode Characteristic						
Diode reverse recovery time	t_{rr}	$T_j=25^{\circ}C$,	-	195	-	ns
Diode reverse recovery charge	Q_{rr}	$V_R=600V, I_F=25A$,	-	2.05	-	μC
Diode peak reverse recovery current	I_{rrm}	$di_F/dt=1050A/\mu s$	-	20	-	A
Diode peak rate of fall of reverse recovery current during t_b	di_{rr}/dt		-	475	-	A/ μs

¹⁾ Allowed number of short circuits: <1000; time between short circuits: >1s.

²⁾ Leakage inductance L_σ and Stray capacity C_σ due to dynamic test circuit in Figure E.

Switching Characteristic, Inductive Load, at $T_j=175^\circ\text{C}$

Parameter	Symbol	Conditions	Value			Unit
			min.	typ.	max.	
IGBT Characteristic						
Turn-on delay time	$t_{d(on)}$	$T_j=175^{\circ}\text{C}$	-	25	-	ns
Rise time	t_r	$V_{CC}=600\text{V}, I_C=25\text{A},$	-	24	-	
Turn-off delay time	$t_{d(off)}$	$V_{GE}=0/15\text{V},$	-	340	-	
Fall time	t_f	$R_G=16.4\Omega,$	-	164	-	
Turn-on energy	E_{on}	$L_{\sigma}^{1)}=175\text{nH},$	-	2.25	-	mJ
Turn-off energy	E_{off}	$C_{\sigma}^{1)}=67\text{pF}$	-	2.05	-	
Total switching energy	E_{ts}	Energy losses include “tail” and diode reverse recovery.	-	4.3	-	
Anti-Parallel Diode Characteristic						
Diode reverse recovery time	t_{rr}	$T_j=175^{\circ}\text{C}$	-	290	-	ns
Diode reverse recovery charge	Q_{rr}	$V_R=600\text{V}, I_F=25\text{A},$	-	3.65	-	μC
Diode peak reverse recovery current	I_{rrm}	$di_F/dt=1000\text{A}/\mu\text{s}$	-	24	-	A
Diode peak rate of fall of reverse recovery current during t_b	di_{rr}/dt		-	330		A/ μs

¹⁾ Leakage inductance L_{σ} and Stray capacity C_{σ} due to dynamic test circuit in Figure E.

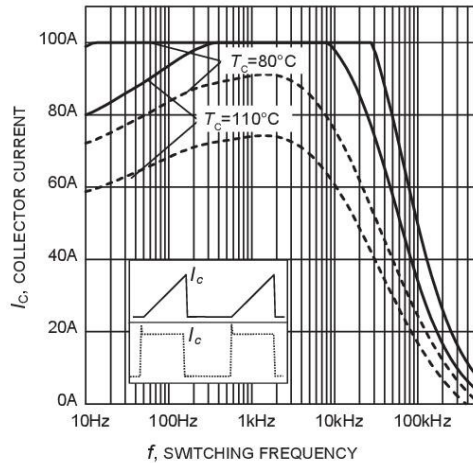


Figure 1. Collector current as a function of switching frequency
($T_J \leq 175^\circ\text{C}$, $D = 0.5$, $V_{CE} = 600\text{V}$, $V_{GE} = 0/+15\text{V}$, $R_G = 12\Omega$)

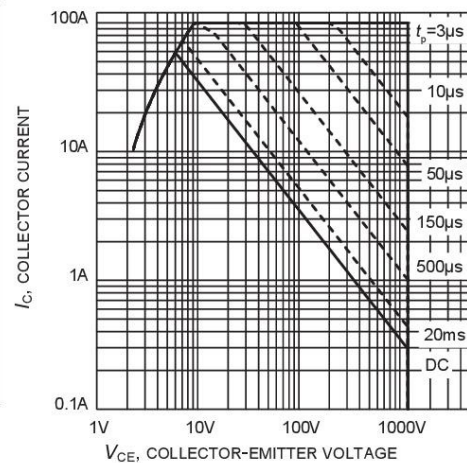


Figure 2. Safe operating area
($D = 0$, $T_C = 25^\circ\text{C}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$; $V_{GE} = 15\text{V}$)

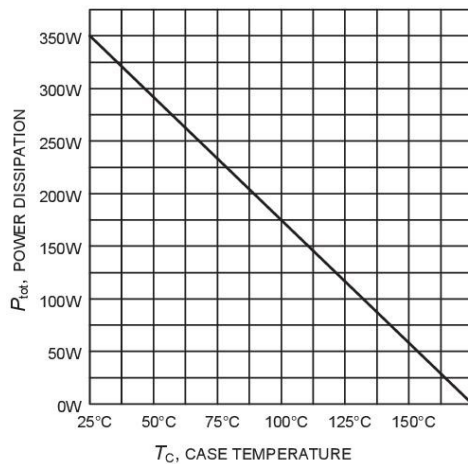


Figure 3. Maximum power dissipation as a function of case temperature
($T_J \leq 175^\circ\text{C}$)

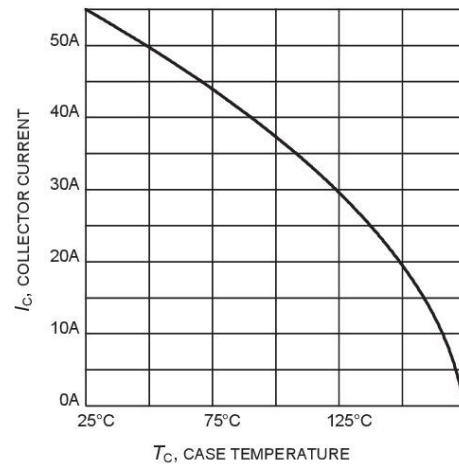


Figure 4. Maximum collector current as a function of case temperature
($V_{GE} \geq 15\text{V}$, $T_J \leq 175^\circ\text{C}$)

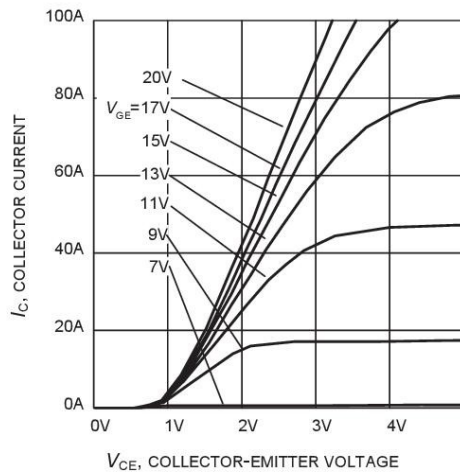


Figure 5. Typical output characteristic
($T_j = 25^\circ\text{C}$)

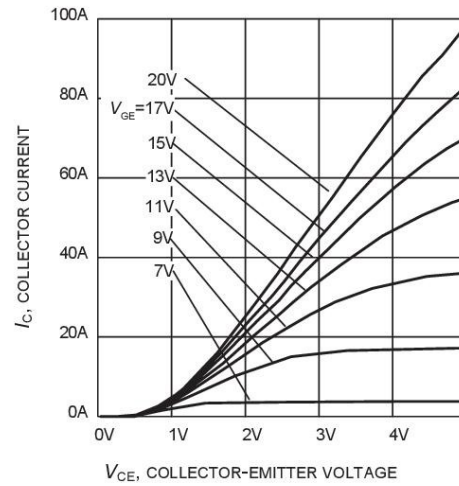


Figure 6. Typical output characteristic
($T_j = 175^\circ\text{C}$)

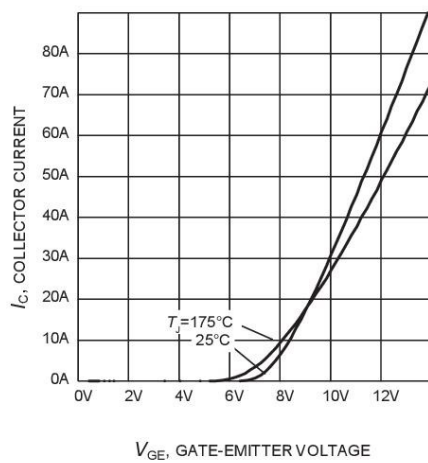


Figure 7. Typical transfer characteristic
($V_{ce} = 20\text{V}$)

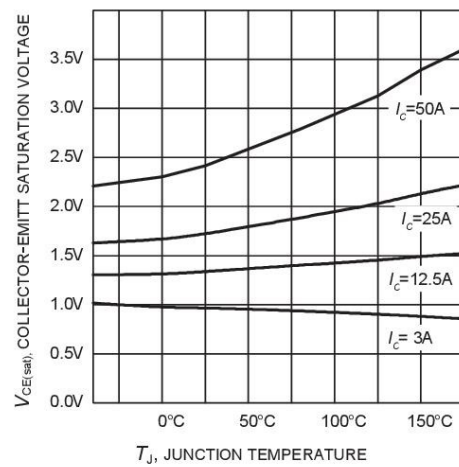


Figure 8. Typical collector-emitter saturation voltage as a function of junction temperature
($V_{ge} = 15\text{V}$)

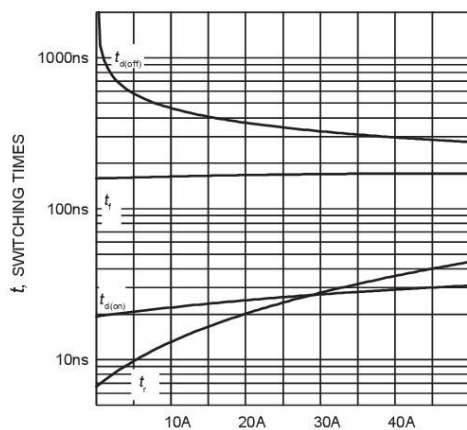


Figure 9. Typical switching times as a function of collector current
(inductive load, $T_J=175^\circ\text{C}$, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $R_G=16.4\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

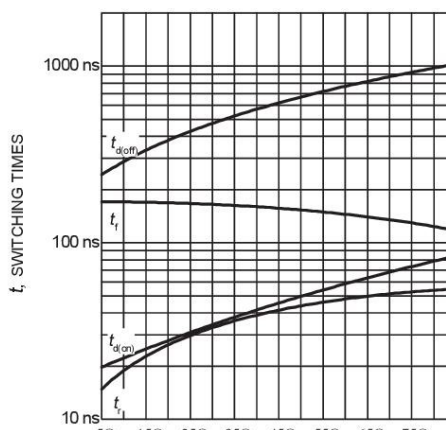


Figure 10. Typical switching times as a function of gate resistor
(inductive load, $T_J=175^\circ\text{C}$, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $I_C=25\text{A}$, Dynamic test circuit in Figure E)

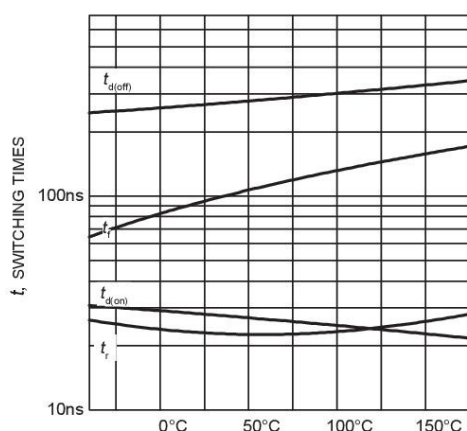


Figure 11. Typical switching times as a function of junction temperature
(inductive load, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $I_C=25\text{A}$, $R_G=16.4\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

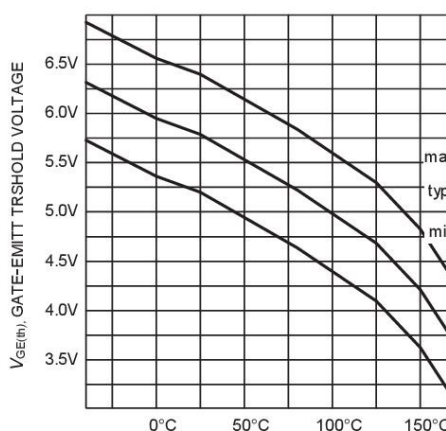


Figure 12. Gate-emitter threshold voltage as a function of junction temperature
($I_C = 1.0\text{mA}$)

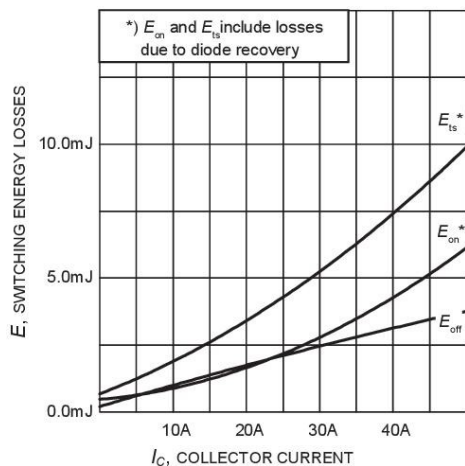


Figure 13. Typical switching energy losses as a function of collector current
(inductive load, $T_J=175^\circ\text{C}$, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $R_G=16.4\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

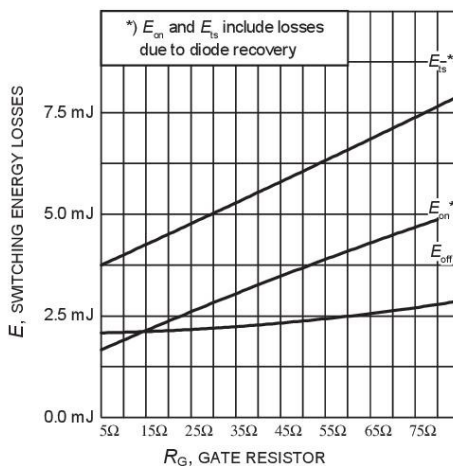


Figure 14. Typical switching energy losses as a function of gate resistor
(inductive load, $T_J=175^\circ\text{C}$, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $I_C=25\text{A}$, Dynamic test circuit in Figure E)

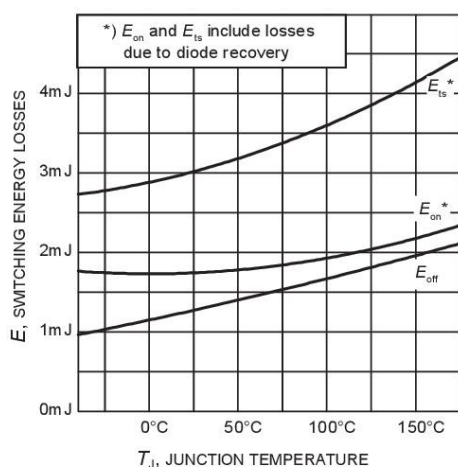


Figure 15. Typical switching energy losses as a function of junction temperature
(inductive load, $V_{CE}=600\text{V}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $I_C=25\text{A}$, $R_G=16.4\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

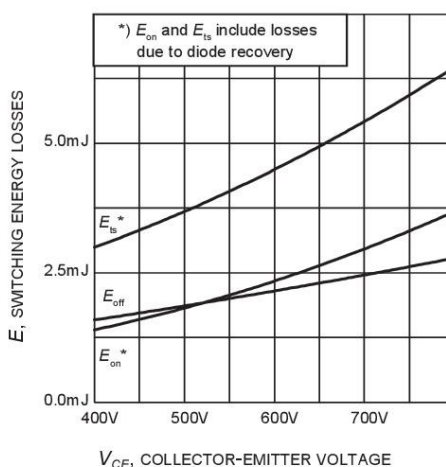


Figure 16. Typical switching energy losses as a function of collector emitter voltage
(inductive load, $T_J=175^\circ\text{C}$, $V_{GE}=0/15\text{V}$, $I_C=25\text{A}$, $R_G=16.4\Omega$, Dynamic test circuit in Figure E)

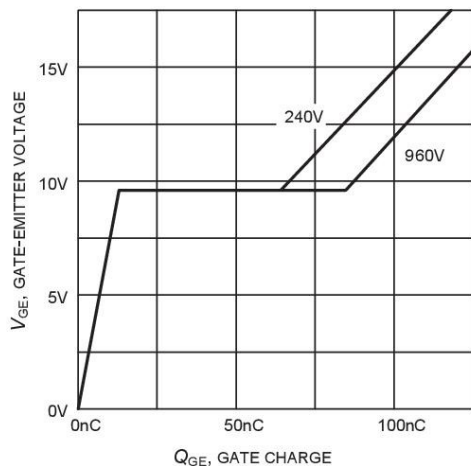


Figure 17. Typical gate charge
($I_C = 25\text{ A}$)

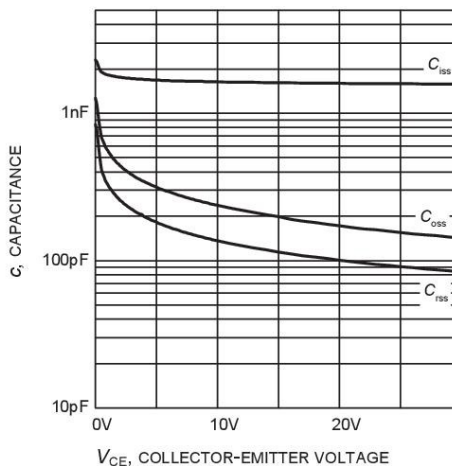


Figure 18. Typical capacitance as a function of collector-emitter voltage
($V_{GE} = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$)

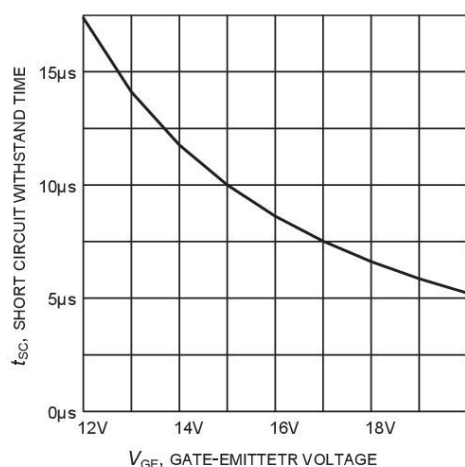


Figure 19. Short circuit withstand time as a function of gate-emittetr voltage
($V_{CE} = 600\text{ V}$, start at $T_J \leq 175^\circ\text{C}$)

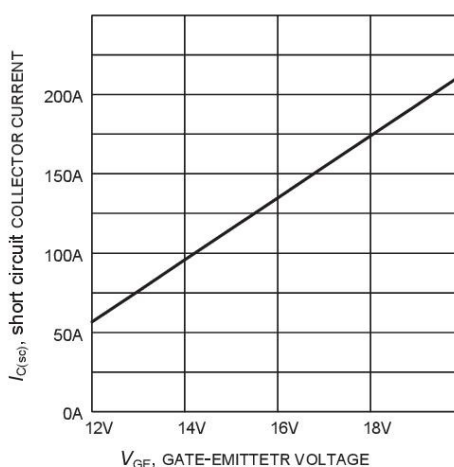


Figure 20. Typical short circuit collector current as a function of gate-emittetr voltage
($V_{CE} \leq 600\text{ V}$, $T_{J,\text{start}} = 175^\circ\text{C}$)

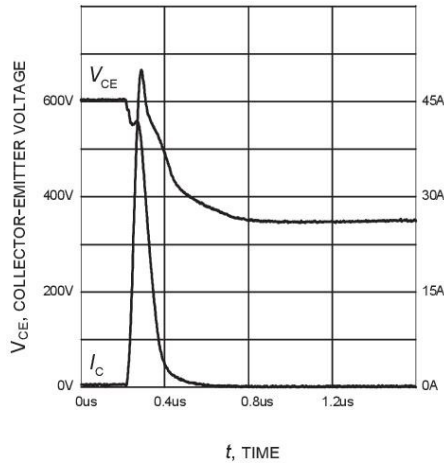


Figure 21. Typical turn on behavior
 $(V_{GE}=0/15V, R_G=16.4\Omega, T_J = 175^\circ C,$
 Dynamic test circuit in Figure E)

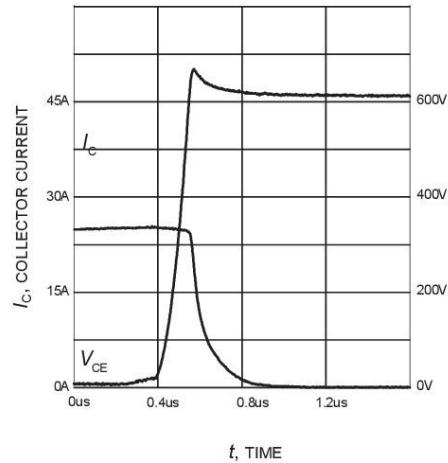


Figure 22. Typical turn off behavior
 $(V_{GE}=15/0V, R_G=16.4\Omega, T_J = 175^\circ C,$
 Dynamic test circuit in Figure E)

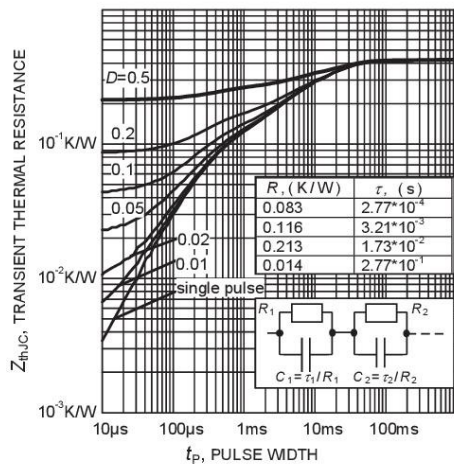


Figure 23. IGBT transient thermal resistance
 $(D = t_p / T)$

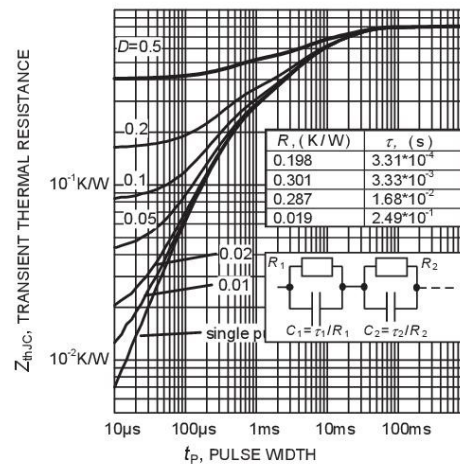


Figure 24. Diode transient thermal impedance as a function of pulse width
 $(D = t_p / T)$

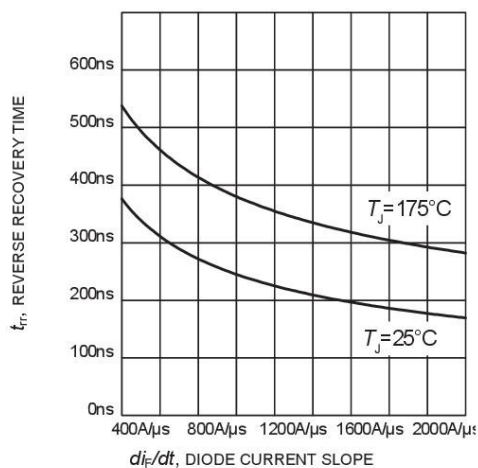


Figure 23. Typical reverse recovery time as a function of diode current slope
($V_R=600\text{V}$, $I_F=25\text{A}$,
Dynamic test circuit in Figure E)

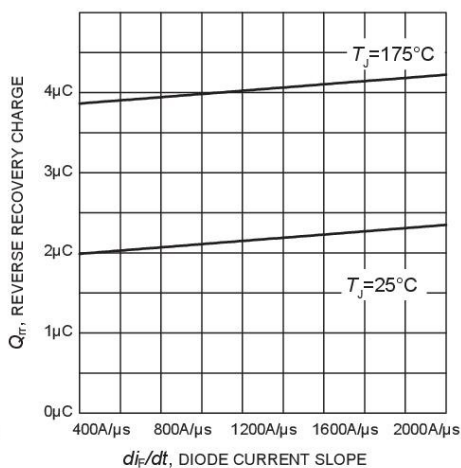


Figure 24. Typical reverse recovery charge as a function of diode current slope
($V_R=600\text{V}$, $I_F=25\text{A}$,
Dynamic test circuit in Figure E)

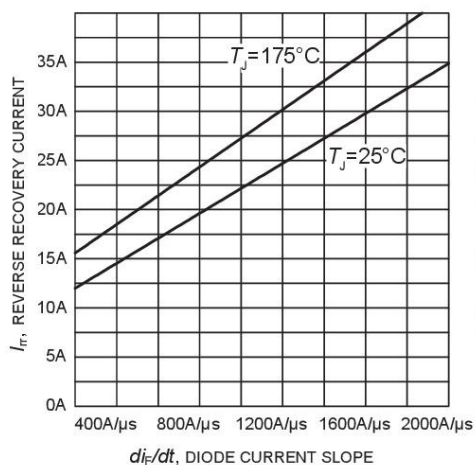


Figure 25. Typical reverse recovery current as a function of diode current slope
($V_R=600\text{V}$, $I_F=25\text{A}$,
Dynamic test circuit in Figure E)

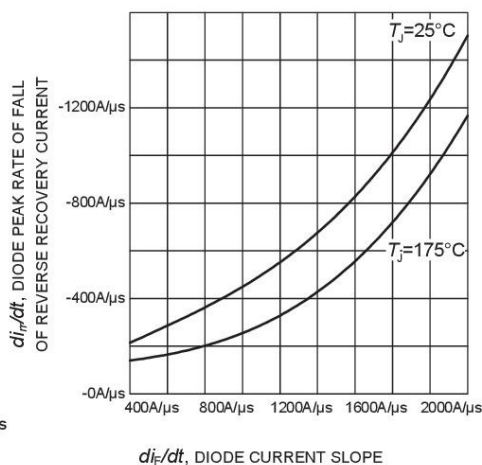


Figure 26. Typical diode peak rate of fall of reverse recovery current as a function of diode current slope
($V_R=600\text{V}$, $I_F=25\text{A}$,
Dynamic test circuit in Figure E)

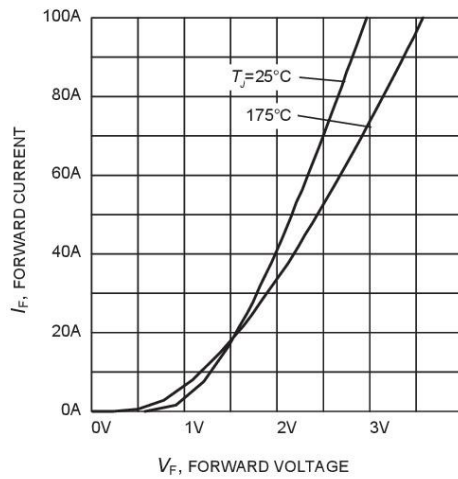


Figure 27. Typical diode forward current as a function of forward voltage

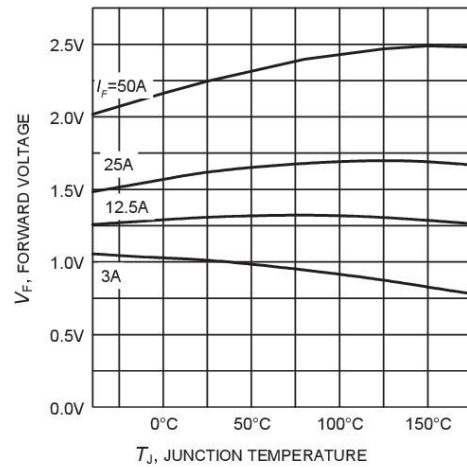


Figure 28. Typical diode forward voltage as a function of junction temperature

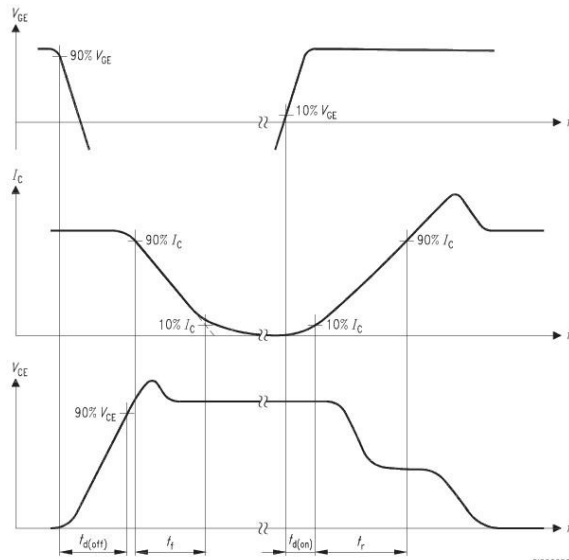


Figure A. Definition of switching times

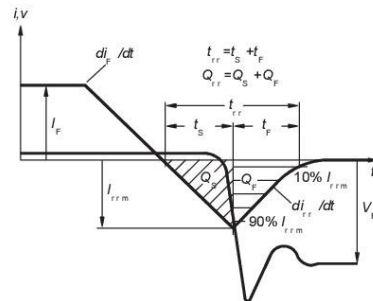


Figure C. Definition of diodes switching characteristics

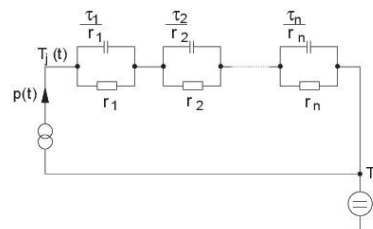


Figure D. Thermal equivalent circuit

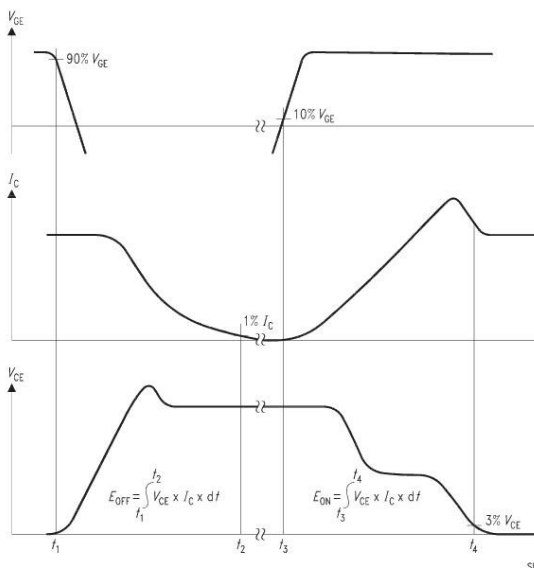


Figure B. Definition of switching losses

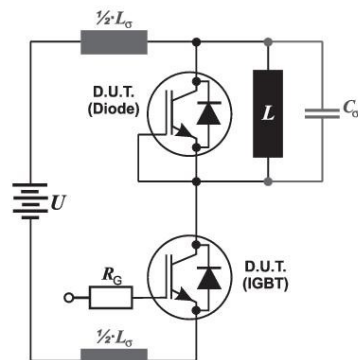


Figure E. Dynamic test circuit

Příloha G

Katalogový list IRF540N

International
IR Rectifier

PD - 91341B

IRF540N

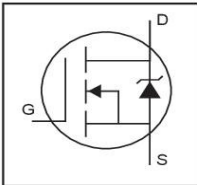
HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

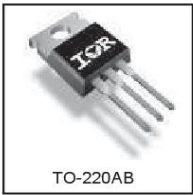
Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



$V_{DS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 44m\Omega$
$I_D = 33A$



TO-220AB

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	33	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	23	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	130	W
	Linear Derating Factor	0.87	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
I_{AR}	Avalanche Current①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	7.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	


IRF540N

International
Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	44	$m\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 16A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 16A$ ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	71	nC	$I_D = 16A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	14		$V_{DS} = 80V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	21		$V_{GS} = 10V$, See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50V$ $I_D = 16A$ $R_G = 5.1\Omega$ $V_{GS} = 10V$, See Fig. 10 ④
t_r	Rise Time	—	35	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—		
t_f	Fall Time	—	35	—		
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1960	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0\text{MHz}$, See Fig. 5
C_{oss}	Output Capacitance	—	250	—		
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—		
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	—	700 ③	185 ⑥	mJ	$I_{AS} = 16A, L = 1.5\text{mH}$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	33	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	110		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 16A, V_{GS} = 0V$ ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	115	170	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 16A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	505	760	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S + L_D$)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.5\text{mH}$
 $R_G = 25\Omega$, $I_{AS} = 16A$. (See Figure 12)

③ $I_{SD} \leq 16A$, $di/dt \leq 340A/\mu s$, $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$,
 $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width $\leq 400\mu s$; duty cycle $\leq 2\%$.

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to $T_J = 175^\circ\text{C}$.

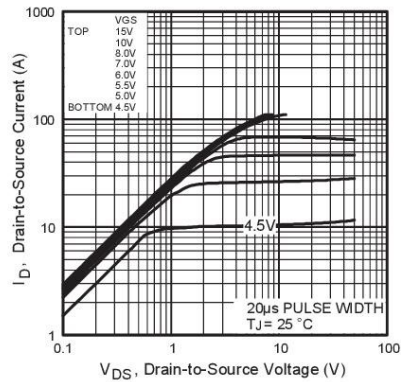


Fig 1. Typical Output Characteristics

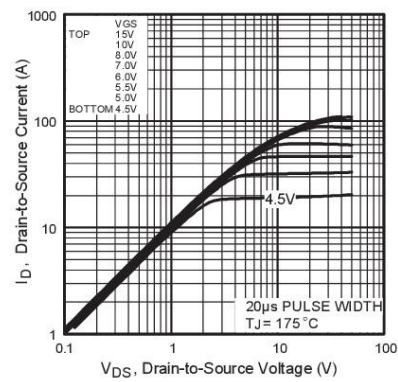


Fig 2. Typical Output Characteristics

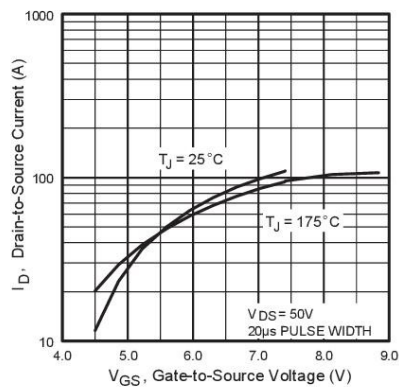


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

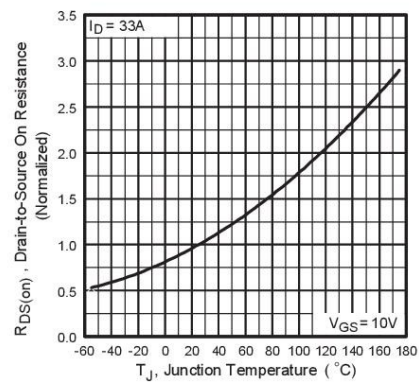


Fig 4. Normalized On-Resistance
Vs. Temperature

IRF540N

International
Rectifier

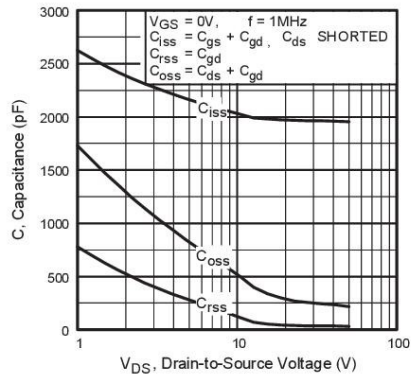


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

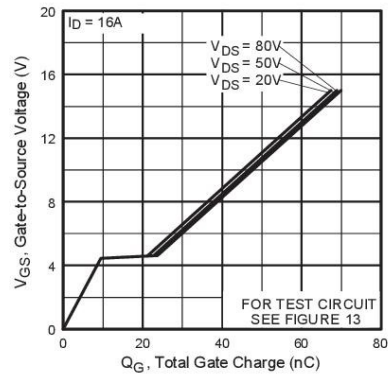


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

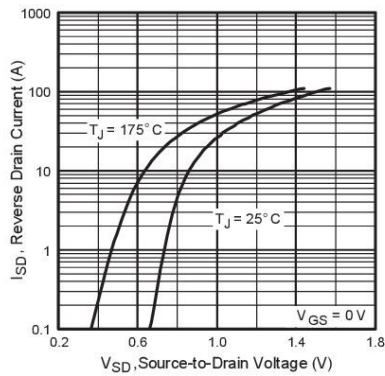


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

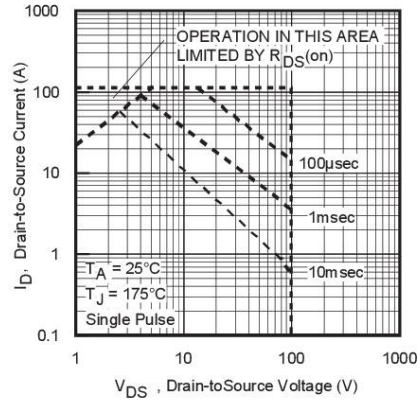


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

www.irf.com

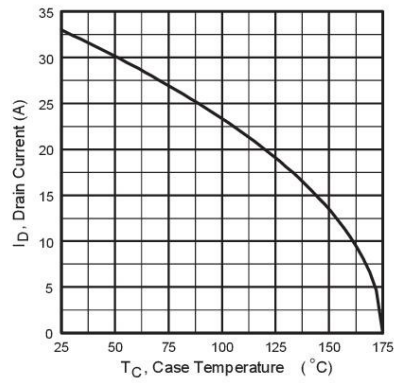


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

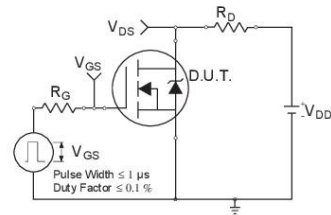


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

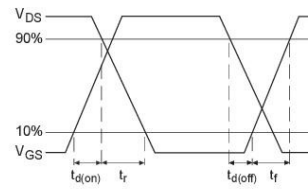


Fig 10b. Switching Time Waveforms

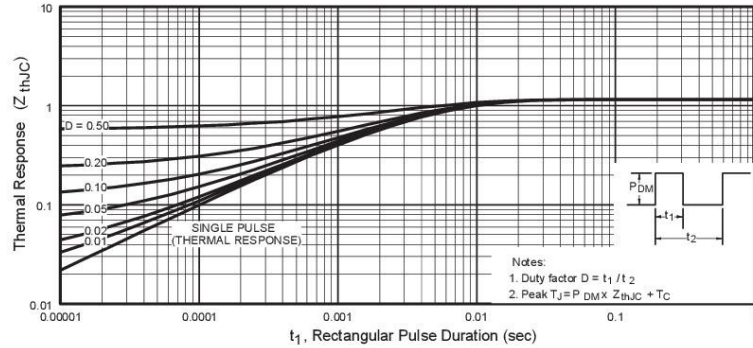


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

IRF540N

International
IR Rectifier

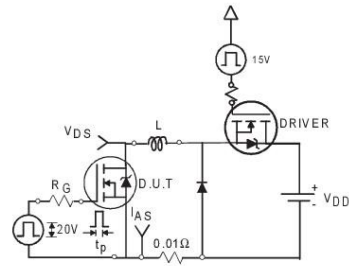


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

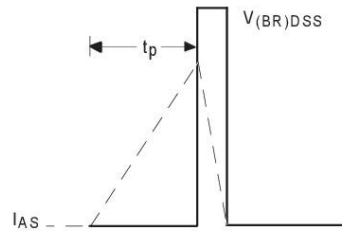


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

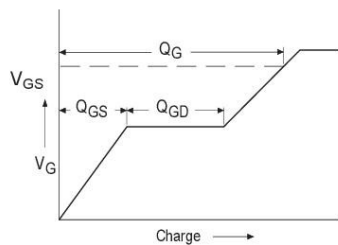


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

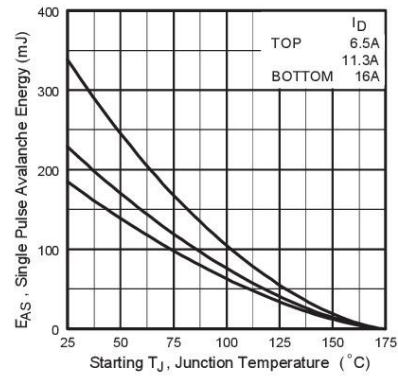


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

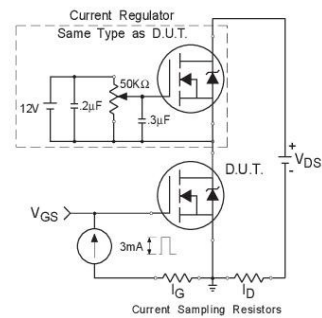


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

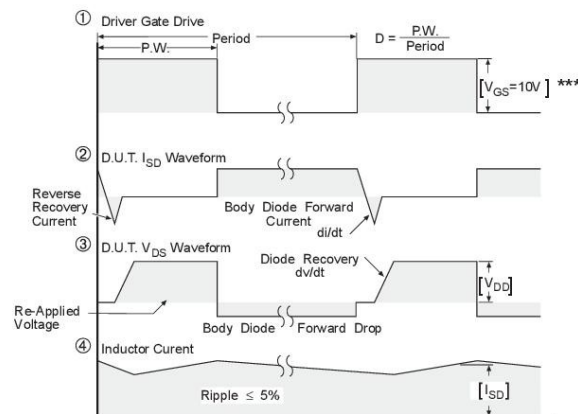
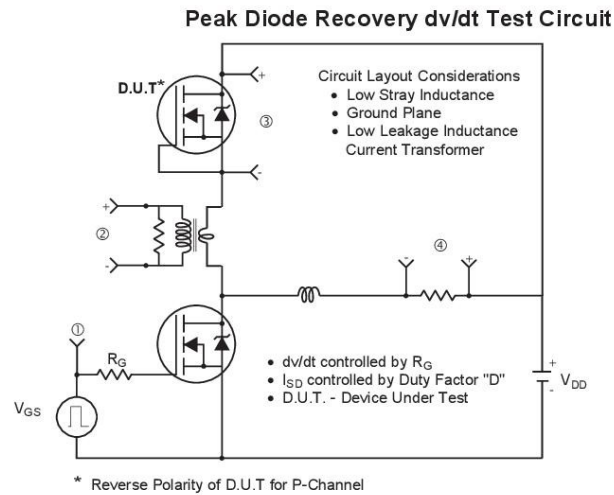


Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs